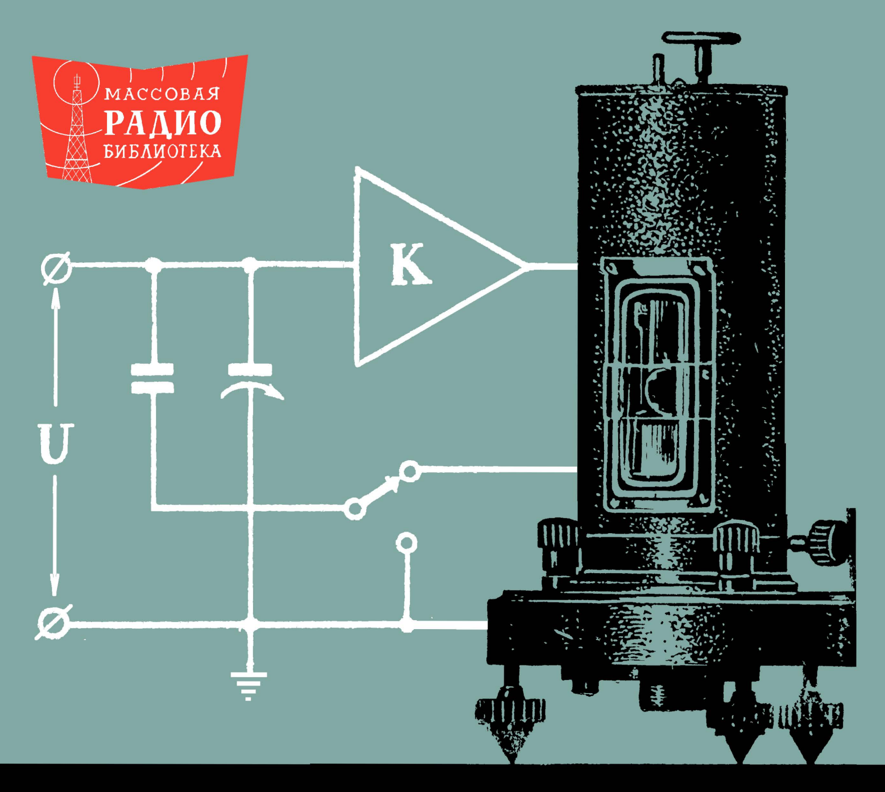


Ю. И. Грибанов

ИЗМЕРЕНИЕ слабых токов, зарядов и больших сопротивлений

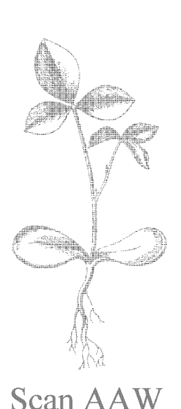
ГОСЭНЕРГОИЗДАТ

МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 459

Ю. И. ГРИБАНОВ

ИЗМЕРЕНИЕ СЛАБЫХ ТОКОВ, ЗАРЯДОВ И БОЛЬШИХ СОПРОТИВЛЕНИЙ





ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО

МОСКВА 1962 ЛЕНИНГРАД

В брошюре рассматривается техника измерения слабых токов, зарядов и больших сопротивлений. Описывается применяемая для этого аппаратура. Большое внимание уделяется вопросам чувствительности и точности измерений.

Брошюра рассчитана на подготовленных радиолюбителей. Она может быть также полезна и работникам лабораторий, не являющимся специалистами в области электрических измерений.

СОДЕРЖАНИЕ

6Ф2.08 *Грибанов Юрий Иванович*
Г 82 **Измерение слабых токов, зарядов и больших сопротивлений.** М.—Л., Госэнергоиздат, 1962.
80 стр. с илл. (Массовая радиобиблиотека, вып. 459).
6Ф2.08

Редактор *И. М. Соркин* Техн. редактор *Н. А. Бульдяев*
Обложка художника *А. М. Кувшинникова*

Сдано в набор 25/IX 1962 г. Подписано к печати 30/XI 1962 г.
Т-14311 Бумага 84×108 1/32 4,1 п. л. Уч.-изд. л. 5,8
Тираж 35 000 экз. Цена 29 коп. Заказ 2606

Типография Госэнергоиздата. Москва, Шлюзовая наб., 10.

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ИЗМЕРЕНИЕ МАЛЫХ ТОКОВ И ЗАРЯДОВ

1. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ

Наименьший ток, который поддается измерению обычными микроамперметрами, составляет примерно 1 *мка*. Эта граница может быть снижена в несколько десятков раз при помощи усилителей постоянного тока на транзисторах. Соответствующие схемы достаточно широко освещены в доступной литературе и здесь не рассматриваются.

Гальванометры позволяют измерять токи порядка 10^{-6}—10^{-11} *а*. Зеркальные гальванометры, наиболее чувствительные, представляют собой стационарные и сугубо лабораторные приборы. В последнее время широкое распространение получают различные гальванометрические усилители, которые обладают чувствительностью лучших зеркальных гальванометров и в то же время свободны от ряда их недостатков; в частности, они имеют нормированную точность и являются переносными.

Электрометры дают возможность измерять постоянные токи до 10^{-17} *а*. Заметим, что ток 10^{-17} *а* соответствует прохождению через поперечное сечение проводника всего лишь 62 электронов в секунду.

Электрометры могут быть условно разделены на механические (электростатические), ламповые и динамические.

В электростатическом электрометре отклонение указателя, связанного с подвижной частью, происходит под влиянием сил взаимодействия (притяжения или отталкивания) электрически заряженных тел. Сюда относятся квадрантные и струнные электрометры. Это хорошие, но хрупкие и дорогие приборы.

Ламповый электрометр представляет собой усилитель постоянного тока со специальной электрометрической лампой на входе, имеющей малый сеточный ток. Эти электрометры надежны, прочны и сравнительно с другими легко могут быть изготовлены. Однако при их конструировании встает серьезная проблема уменьшения нестабильности нулевого отсчета — «дрейфа нуля», свойственного усилителям постоянного тока.

Динамический электрометр является также ламповым усилителем, но входной сигнал преобразуется в нем в переменное напряжение и основное усиление производится на переменном токе. Это обстоятельство позволяет в общем случае снизить дрейф нуля и вследствие этого повысить чувствительность по сравнению с лампо-

выми электрометрами. Наилучшими свойствами обладают электрометры с динамическим конденсатором на входе. К их недостаткам нужно отнести сложность конструкции и меньшее по сравнению с ламповыми быстродействие.

Непосредственно измерять ток электрометрами нельзя: по принципу своего действия они реагируют не на ток, а на приложенное к ним напряжение. Поэтому методы измерения тока с помощью электрометров являются косвенными — ток измеряют либо по падению напряжения на высокоомном сопротивлении, либо по величине заряда, накапливаемого на конденсаторе. В первом случае электрометры часто называют усилителями тока, а во втором — интеграторами тока.

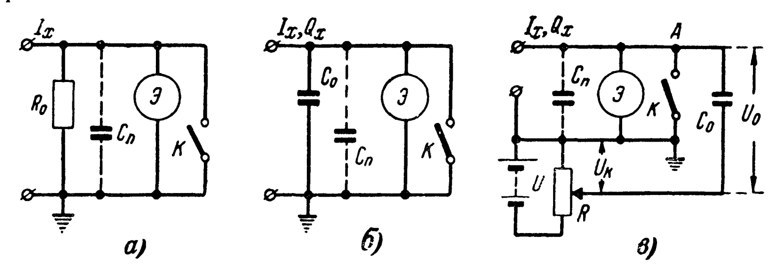


Рис. 1. Схемы измерения малых токов и зарядов.

а — измерение тока по падению напряжения; *б* — измерение тока и заряда по методу накопления заряда на емкости (метод заряда); *в* — измерение тока и заряда компенсационным методом.

Принципиальная схема измерения тока по падению напряжения изображена на рис. 1,*а*. Здесь R_0 — вспомогательное сопротивление известной величины, называемое в дальнейшем образцовым, $C_п$ — емкость электрометра *Э* и монтажа, *К* — ключ, служащий для снятия заряда с электрометра.

Измеряемый ток I_x, протекая через сопротивление R_0, создает на нем падение напряжения $U_0 = I_x R_0$, откуда

$$I_x = \frac{U_0}{R_0}. \qquad (1)$$

Напряжение U_0 непосредственно измеряется электрометром. Если, например, $R_0 = 10^{12}$ *ом*, а $U_0 = 1$ *мв*, то $I_x = 10^{-15}$ *а*.

Схема измерения по методу накопления заряда показана на рис. 1,*б*. Перед началом измерения ключ *К* замкнут. Измерения начинают с того, что размыкают ключ и пускают секундомер. Ток I_x заряжает емкость C_0 образцового конденсатора и емкость $C_п$ электрометра и монтажа. После некоторого времени *t* на емкости $C_0 + C_п$ окажется заряд $Q = I_x t$ (если ток заряда за это время был неизменным), а напряжение $U_0 = Q/C_0 + C_п$. Таким образом,

$$I_x = \frac{C_0 + C_п}{t} U_0. \qquad (2)$$

Напряжение U_0 измеряется электрометром.

При измерении малых токов образцовый конденсатор не включают и заряжают только емкость $C_п$, которая должна быть известна. Ее можно определить, например, таким образом (рис. 2). К точке $А$ подключают небольшой конденсатор C_1, а между точкой $Б$ и «землей» прикладывают напряжение $U_и$. Это напряжение вначале распределяется обратно пропорционально емкостям C_1 и $C_п$ (спустя достаточно длительное время оно распределится прямо пропорционально сопротивлениям утечек указанных конденсаторов). Напряжение $U_п$ на емкости $C_п$ указывается электрометром, поэтому

$$C_п = \frac{U_и - U_п}{U_п} C_1. \quad (3)$$

Емкость $C_п$ может быть, например, порядка 10 *пф*. Тогда при $t=100$ *сек* и $U_0=5$ *мв* ток $I_x=5 \cdot 10^{-16}$ *а*.

Сопротивление утечек в схеме должно быть достаточно велико, чтобы в течение времени измерения скорость заряда оставалась постоянной. Следует также иметь в виду, что у некоторых типов электрометров, например у квадрантных, емкость зависит от угла поворота их подвижной части. Эту зависимость предварительно определяют экспериментально.

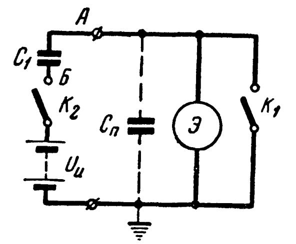


Рис. 2. Схема измерения собственной емкости электрометра и монтажа.

По схеме на рис. 1,*б* производится также измерение зарядов.

Большими преимуществами обладает компенсационный метод измерения малых токов или зарядов. Соответствующая схема приведена на рис. 1,*в*. Электрометр $Э$ в этом случае служит нулевым указателем, в связи с чем знание его градуировочной кривой необязательно. Не имеет значения и зависимость его емкости от отклонения системы, важно лишь, чтобы начальная емкость была малой по сравнению с емкостью C_0.

Перед началом измерения движок потенциометра R устанавливают в верхнее (по схеме) положение. Затем размыкают ключ K и пускают секундомер. Измеряемый ток I_x заряжает образцовый воздушный конденсатор C_0, на котором появляется некоторое напряжение U_0.

Непрерывно передвигая движок потенциометра, последовательно с конденсатором вводят компенсационное напряжение $U_к$, которое в каждый момент равно по абсолютной величине и противоположно по знаку напряжению на конденсаторе ($U_к = -U_0$), о чем судят по отсутствию отклонения указателя электрометра. Так как потенциал точки A относительно «земли» остается все время равным нулю, то емкость $C_п$ при этом не заряжается, и весь ток за время t идет целиком на заряд емкости C_0. Следовательно,

$$I_x = \frac{C_0 U_к}{t}. \quad (4)$$

Сопротивление изоляции образцового конденсатора, как и в предыдущем случае, должно быть высоким. Что же касается изоляции

остальных частей схемы, то требования к ней не так жестки, ибо при отсутствии разности потенциалов на элементах схемы токи утечки также будут отсутствовать.

Вручную трудно поддерживать полную компенсацию так, чтобы указатель электрометра не сходил с нулевой отметки. Существуют устройства, в которых перемещение движка потенциометра производится электроприводом, позволяющим плавно регулировать скорость его движения. Компенсация может быть осуществлена и при помощи электронной схемы, о чем в дальнейшем будет рассказано подробнее.

Рассмотрим некоторые вопросы, которые касаются точности и чувствительности измерений и являются общими для рассмотренных схем.

Очевидно, что точность измерений не может быть выше той, с которой известны величины образцовых сопротивлений R_0 и емкости C_0. При измерении же очень малых токов, кроме того, ограничивающим фактором в чувствительности и точности становится нестабильность нулевого отсчета электрометра, которая проявляется как в виде длительного одностороннего отклонения указателя от нулевого положения, называемого «дрейфом нуля», так и в виде быстрых хаотических колебаний указателя вокруг некоторого его среднего положения, называемых «шумом» или «флуктуационными помехами».

Суммарные помехи можно разделить на две части. Одна из них присуща электрометру как прибору и зависит от его типа; эта часть помех должна рассматриваться применительно к каждому конкретному типу электрометра. Другая часть действует безотносительно к типу применяемого электрометра; это в основном тепловые шумы в сопротивлениях.

Причина появления напряжения тепловых шумов на концах сопротивления заключается в хаотичности теплового движения электронов в нем. В разных местах сопротивления концентрация электронов меняется случайным образом, в результате чего на концах сопротивления имеется беспорядочно меняющаяся разность потенциалов (в среднем она равна нулю). Чем выше температура, тем больше тепловые шумы. От материала сопротивления напряжение тепловых шумов не зависит. Частотный спектр шумов простирается от нуля до бесконечности.

Напряжение шума может быть определено лишь среднеквадратичной величиной, которая получается, если, грубо говоря, амплитуду каждого шумового выброса возвести в квадрат (чтобы учесть как положительные, так и отрицательные), затем квадраты амплитуд всех выбросов сложить и разделить на их число, а из полученной величины извлечь квадратный корень. С расширением диапазона частот (полосы пропускания), в котором определяется шум, его величина возрастает вследствие наложения амплитуд гармоник шумового напряжения.

Для сопротивления R (в омах) в полосе частот Δf (в герцах) среднеквадратичная величина напряжения тепловых шумов (в вольтах) определяется следующим выражением:

$$U_{\text{ш.т}} = \sqrt{4kTR\Delta f}, \qquad (5)$$

где k — постоянная Больцмана, равная $1{,}38 \cdot 10^{-23}$ *дж/град*;

T — абсолютная температура $273 + t°$ С.

Для комнатной температуры $T = 293°$ К (20° С), поэтому

$$U_{ш.т} \approx \frac{1}{8} \sqrt{R\Delta f}, \qquad (6)$$

где $U_{ш.т}$ — в микровольтах, R — в килоомах, Δf — в килогерцах.

При измерении тока как по падению напряжения, так и по методу накопления заряда входная цепь электрометра может быть представлена в виде параллельного соединения сопротивления R и емкости C. Для такой цепи

$$U_{ш.т} = \sqrt{\frac{kT}{C}}, \qquad (7)$$

т. е. полные тепловые шумы не зависят от величины сопротивления. При этом предполагается, что полоса пропускания всего устройства определяется только самой входной RC-цепью.

Наибольшая величина флуктуации напряжения (от пика до пика) принимается равной $8\,U_{ш.т}$. При измерении тока по падению напряжения $U_в = I_x R$. Тогда наименьший ток, который может быть обнаружен на фоне тепловых флуктуаций, находят из соотношения

$$I_{x\,мин} = \frac{8}{R} \sqrt{\frac{kT}{C}}\,. \qquad (8)$$

Если, например, $T = 293°$ К (20° С), $C = 10$ *пф*, а $R = 10^{12}$ *ом*, то $I_{x\,мин} = 1{,}6 \cdot 10^{-16}$ *а*.

Однако, помимо тепловых шумов, в непроволочных сопротивлениях возникают еще шумы, обусловленные флуктуациями проводимости (токовые шумы). Объясняются они тем, что в процессе протекания тока сопротивления между отдельными зернами проводящего слоя непрерывно изменяются и ток, таким образом, модулируется. Величина этого шумового напряжения зависит от качества сопротивления и приблизительно пропорциональна приложенному напряжению. Для полосы частот в 1 *кгц* его значение может быть 0,2—20 *мкв* на вольт приложенного напряжения. Частотный спектр токовых шумов непрерывен, но амплитуды составляющих частот уменьшаются с повышением частоты.

Наряду с указанными шумами нужно иметь в виду нестабильность непроволочного сопротивления, вызываемую климатическими факторами и эффектами старения. Все эти причины существенно снижают чувствительность метода по сравнению с вычисленной в примере (на один-два порядка в лучшем случае).

После начала измерения напряжение на RC-цепи достигнет 95% своего установившегося значения спустя время $t_у = 3\,RC$. Для только что рассмотренного примера это составит $3 \cdot 10^{12} \cdot 10^{-11} = 30$ *сек*. Будем теперь увеличивать сопротивление R. Когда постоянная времени станет достаточно большой, а именно гораздо большей, чем предполагаемое нами время измерения, ток в этом случае будет измеряться методом заряда. Но, как уже указывалось, шумы от сопротивления R не зависят, поэтому наименьшее обнаружимое напряжение сигнала останется тем же самым, т. е. равным $8\sqrt{\frac{kT}{C}}$. Так

как $U = \frac{I_x t}{C}$, то указанное напряжение за время $t_у = 30$ *сек* будет создано током

$$I_{x\,мин} = \frac{8}{t_у}\sqrt{kTC} = \frac{8}{30}\sqrt{1{,}38\cdot10^{-23}\cdot293\cdot10^{-11}} = 5{,}4\cdot10^{-17}\ а.$$

Метод заряда оказался более чувствительным. Кроме того, здесь отсутствуют токовые шумы и влияние временной нестабильности больших сопротивлений.

В заключение отметим, что измерение малых токов требует величайшей внимательности и осторожности. Каждый эксперимент должен быть предварительно продуман и тщательно подготовлен. Особое внимание должно быть уделено экранированию схемы, устранению влияния климатических условий, вибраций. Монтаж должен быть жестким и компактным. Необходимо устранять возможности накопления статических зарядов на каких-либо частях установки. Заряды могут накапливаться, например, на внешней изоляции входного кабеля. При случайных его перемещениях это вызовет появление ложных сигналов. Поэтому снаружи кабель покрывают проводящим веществом (чаще всего графитом).

2. МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ГАЛЬВАНОМЕТРЫ

Гальванометрами называют высокочувствительные приборы с непосредственным отсчетом, служащие для измерения очень малых токов и напряжений. Шкала гальванометра градуируется только условно, и его постоянная, т. е. цена деления, определяется самим экспериментатором перед производством измерений.

Для обеспечения высокой чувствительности подвижная рамка гальванометра укрепляется на растяжках или на подвесе (рис. 3). Ток к обмотке рамки подводят либо при помощи безмоментных [1] золотых или серебряных пружин, либо непосредственно через растяжки. Противодействующий момент создается закручиванием подвеса или растяжки. Материалом подвеса или растяжек служит тонкая (в несколько микрон) лента из фосфористой бронзы или кварцевая нить.

При креплении подвижной части на подвесе гальванометр получается более чувствительным. Крепление на растяжках, как более прочное, используется в переносных гальванометрах.

Хотя противодействующий момент, создаваемый нитью подвеса, и невелик, все же при измерении малых токов угол поворота рамки оказывается небольшим (всего лишь несколько градусов). Для достаточно точного определения этого угла применяют оптический метод его увеличения — метод зеркального отсчета.

Различают два метода зеркального отсчета: субъективный и объективный (рис. 4). При субъективном методе через зрительную трубу наблюдают отраженную в зеркальце гальванометра часть шкалы, с делениями. На объективе трубы имеется черта, которая про-

---

[1] Момент сопротивления тонких подводок из неупругих материалов (золота, серебра, электролитической меди) очень мал, поэтому их и называют безмоментными или маломоментными.

ецируется на шкалу. При объективном методе луч света от лампы, которая помещается в кожух, проходит через диафрагму, в середине которой натянута тонкая нить. После отражения от зеркальца гальванометра луч света попадает на шкалу, где получается круглое световое пятно с черной линией посередине. Субъективный метод несколько точнее объективного, но он утомителен. Чаще применяют объективный метод.

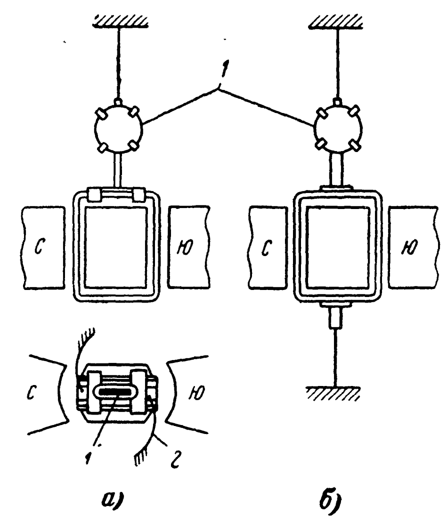


Рис. 3. Механизмы гальванометра.

а — с подвижной частью на подвесе; *б* — с подвижной частью на растяжках. *1* — зеркальце; *2* — безмоментные подводки.

Если бы шкала была изогнута по кругу радиуса r, то наблюдаемое на шкале отклонение светового пятна (или черты — при субъективном методе отсчета) было бы связано с углом поворота подвижной части соотношением

$$a = r2\alpha. \qquad (9)$$

Однако шкалы изготавливаются прямолинейными. Объясняется это тем, что изогнутая шкала действительна только для одного строго определенного расстояния между шкалой и гальванометром, что для практики неудобно. Кроме того, прямолинейная шкала проще в изготовлении.

Когда гальванометр используют в качестве нулевого указателя, форма шкалы значения не имеет. При измерении же тока может оказаться необходимым учитывать то обстоятельство, что при пря-

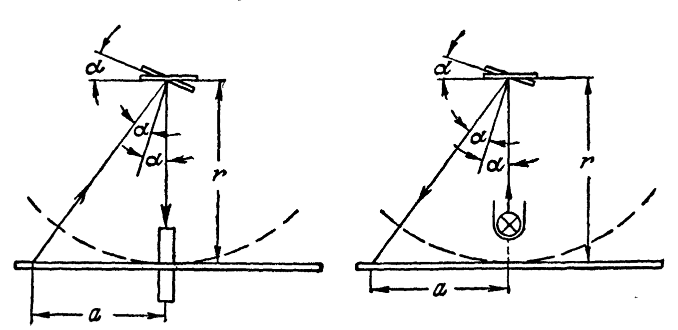


Рис. 4. Способы отсчета отклонения подвижной части гальванометра.

а — субъективный; *б* — объективный.

молиннейной шкале угол поворота рамки и отклонение светового пятна связаны уже нелинейной зависимостью, а именно

$$a = r\,\mathrm{tg}\,2\alpha. \qquad (10)$$

Если, например, шкала отстоит от зеркала на расстоянии 1 *м*, то углу отклонения рамки $\alpha = 10°$ на изогнутой шкале соответствовало бы отклонение светового пятна на 349, а на прямолинейной 364 *мм* (разница чуть более 4%).

Из рис. 4 видно, что угловое отклонение отраженного от зеркальца луча вдвое больше, чем отклонение самого зеркальца. Кроме того, из выражения (10) следует, что отклонение светового пятна на шкале тем больше, чем дальше отстоит шкала от зеркальца. Обычно это расстояние берут в 1—2 *м*, что соответствует углу отклонения зеркальца 7—15°.

Намечая схему измерения тока гальванометром, нужно выбирать такой гальванометр, который удовлетворяет условиям опыта по чувствительности и времени установления показаний. Чувствительность по току S_I характеризуется числом, показывающим, на сколько делений шкалы отклоняется указатель от нулевого положения при прохождении через гальванометр тока в 1 *мка*. Часто оперируют не чувствительностью, а обратной ей величиной, которая называется постоянной гальванометра $C_I = 1/S_I$ и показывает цену его деления. При помощи магнитного шунта, которым снабжают гальванометры, их чувствительность может меняться в 2—3 раза. Современные отечественные зеркальные гальванометры имеют постоянные по току до $2 \cdot 10^{-11}$ *а·м/мм*.

Время установления показаний связано с величинами сопротивления $R_г$ гальванометра и сопротивления $R_{вн}$ внешней цепи. Так как рамка в гальванометрах выполняется бескаркасной, то магнитное успокоение у них отсутствует[1]. Если при разомкнутой внешней цепи рамку отклонить механическим путем от нулевого положения, а затем отпустить, то она будет очень долго колебаться вокруг нулевого положения. Период T_0 колебаний в этом случае называется периодом свободных колебаний гальванометра. Колебания затухают вследствие трения рамки о воздух, а также из-за потерь энергии в подвесе и подводках. Когда же рамка замкнута на некоторое внешнее сопротивление, то в ней при движении ее в поле постоянного магнита индуцируется э. д. с., и ток, протекающий под влиянием этой э. д. с., вносит дополнительное успокоение.

Очевидно, что успокоение зависит от величины сопротивления цепи гальванометра. При большом его значении движение рамки будет колебательным: подвижная система достигнет установившегося положения после нескольких колебаний (рис. 5). При малой величине сопротивления движение рамки будет апериодическим: рамка подойдет к установившемуся положению постепенно, не переходя

[1] Алюминиевый каркас рамки магнитоэлектрического измерительного механизма представляет собой короткозамкнутый виток. При перемещении рамки в поле постоянного магнита в каркасе индуцируется э. д. с. и, следовательно, протекает некоторый ток. В результате взаимодействия этого тока с полем магнита возникает механический момент, противодействующий перемещению рамки (правило Ленца). Таким образом, каркас рамки служит успокоителем.

за него. И, наконец, при некоторой величине сопротивления цепи гальванометра, которое называется полным критическим $R_{п\ кр}$, имеет место граничный случай. Сопротивление внешней цепи при этом на-

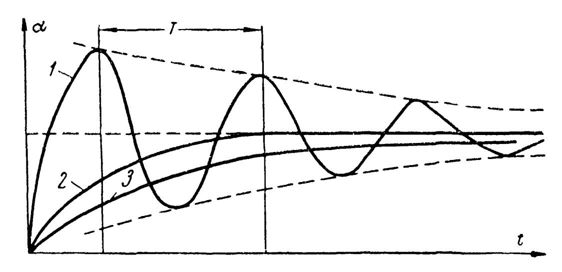


Рис. 5. Режимы движения рамки гальванометра.
1 — колебательный; 2 — критический; 3 — апериодический.

зывается внешним критическим сопротивлением $R_{вн.\ кр}=R_{п\ кр}-R_г$. На гальванометрах всегда указываются C_I, $R_г$ и $R_{вн.\ кр}$.

Время установления $T_у$ будет наименьшим, когда сопротивление цепи гальванометра больше его полного критического сопротивления на 10—15%. В этом случае $T_у\approx 1,5\ T_0$.

Для обеспечения малого времени установления при измерении тока в высокоомной цепи параллельно гальванометру нужно подключать сопротивление необходимой величины. При этом чувствительность гальванометра из-за шунтирования рамки будет несколько снижена, что следует иметь в виду.

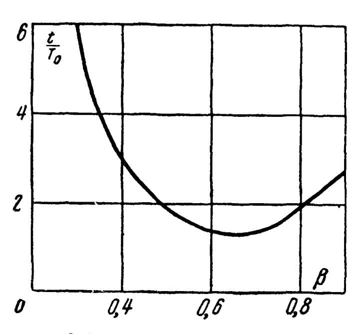


Рис. 6. График для определения времени установления показаний гальваномера.

Время установления (для неточности отсчета 0,1%) при различных сопротивлениях внешней цепи гальванометра можно определить из графика на рис. 6. Здесь по вертикальной оси даны отношения времени установления к периоду свободных колебаний гальванометра, а по горизонтальной оси — степень успокоения β, которая может быть с достаточным приближением вычислена по соотношению

$$\beta=\frac{R_{п.кр}}{R_г+R_{вн}},$$

где $R_{вн}$ — внешнее сопротивление цепи гальванометра.

В таблице приведены данные некоторых типов отечественных зеркальных гальванометров.

Тип гальванометра	Внутреннее сопротивление, *ом*	Внешнее критическое сопротивление, *ом*	Постоянная по току, $a/мм/м \cdot 10^{-9}$	Период свободных колебаний, *сек*	Положение магнитного шунта
М 17/1	12	40	3,2	6	Выведен
		0	10		Введен
М 17/3	25	250	0,5	10	Выведен
М 17/5	70	0—5	1,5		Введен
		1 600	1,2	4	Выведен
М 17/7	350	10 000	0,5	4	Введен
М 17/10	2 500	160 000	0,02	13	Выведен
М 25-3	14	33	7,5	7	—
М 25-6	600	4 200	0,7	7	—
М 25-13	2 900	10 000	0,25	20	—

Теоретический предел чувствительности гальванометров в современных конструкциях далеко еще не достигнут. Этот предел определяется самопроизвольными небольшими колебаниями рамки, вызываемыми броуновским движением молекул воздуха, окружающего рамку, тепловыми флуктуациями тока в цепи гальванометра и сейсмическими микроколебаниями почвы, которые всегда имеют место и передаются косвенным путем на рамку.

Отклонения рамки, вызываемые первыми двумя причинами, при комнатной температуре таковы, как если бы они вызывались протеканием через рамку тока (в амперах)

$$I_ф = 1{,}12 \cdot 10^{-10} \frac{1}{\sqrt{R_{п.кр} T_0}}. \qquad (11)$$

Например, для гальванометра М17/10 $I_ф = 0{,}8 \cdot 10^{-13}$ *а*, а его реальная чувствительность даже при выведенном шунте соответствует $2 \cdot 10^{-11}$ *а · м/мм*.

Реальному использованию теоретических возможностей препятствуют в основном два фактора: первый — грунтовые колебания и конвекционные потоки воздуха, второй — малая разрешающая способность отсчетных приспособлений. Создание отсчетных устройств, с помощью которых можно было бы регистрировать отклонения, соответствующие протеканию через рамку токов порядка $I_ф$, пока технически неосуществимо.

Таким образом, чувствительность гальванометра и отсчетного приспособления, рассматриваемых совместно, ограничивается пока не стабильностью нулевого положения подвижной части гальванометра, а недостаточной чувствительностью (разрешающей способностью) отсчетного приспособления. Повышение чувствительности последнего равноценно повышению чувствительности измерительного устройства в целом. Специальными мерами в известной степени это удается сделать.

В простейшем случае повысить разрешающую способность отсчетного приспособления можно было бы многократным отражением светового луча системой неподвижных зеркал. К сожалению, этому препятствуют сильные потери света при каждом отражении.

Более распространены методы, при которых угол поворота подвижной части преобразуется тем или иным способом в электрический ток, который затем усиливают. При этом могут быть использованы как положительные, так и отрицательные обратные связи. Все подобные устройства мы объединим под названием гальванометрических усилителей.

Может возникнуть вопрос: ведь если теоретически предельное значение измеряемого гальванометром тока равно примерно 10^{-13} *а*, а такие токи без особого труда могут быть измерены при помощи ламповой схемы, то чем объясняется интерес к повышению чувствительности гальванометрических устройств? Все дело в том, что ламповые усилители постоянного тока предназначены для измерения тока в высокоомных цепях. Анодный ток лампы управляется напряжением на ее сетке, и чтобы управляющее напряжение превышало напряжение шумов лампы, измеряемый ток должен протекать по достаточно большому сопротивлению. С другой стороны, чтобы при измерении тока режим в измерительной цепи не был нарушен, внутреннее (или выходное) сопротивление источника тока должно по меньшей мере в 100 раз превышать сопротивление в цепи сетки лампы. Гальванометры же могут использоваться в гораздо более низкоомных цепях.

Выше приводилась величина $I_ф = 0{,}8 \cdot 10^{-13}$ *а* для гальванометра М17/10 с выведенным шунтом. Этот гальванометр может применяться в цепях с сопротивлением примерно от сотни килоом и выше, поскольку $R_г = 2\,500$ *ом* и $R_{вн.\,кр} = 160$ *ком*. Если ток в 10^{-13} *а* измерять ламповым электрометром с непосредственным усилением, у которого пересчитанные на вход флуктуации нуля не могут быть сделаны меньше 10^{-4} *в*, то ток должен пропускаться через сопротивление $R_с = 10^{-4}/10^{-13} = 10^9$ *ом*, а внутреннее сопротивление источника тока должно быть не менее 10^{11} *ом*.

Заметим, что к сравнительной оценке приборов правильнее подходить с энергетической точки зрения. Выше указывалось, что всякий прибор потребляет на входе некоторую мощность. Она определяет соотношение между входным сопротивлением и наименьшим обнаружимым током. Если в рассмотренном примере мощность шумов гальванометра, равной которой и принимается наименьшая обнаружимая в принципе мощность сигнала, составляет $1{,}6 \cdot 10^{-23}$ *вт*, то для лампового электрометра она оказалась лишь 10^{-17} *вт*.

3. ГАЛЬВАНОМЕТРИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ

В гальванометрических усилителях, как и в гальванометрах, чувствительным элементом является рамка, укрепленная на подвесе или растяжках, помещенная в поле постоянного магнита и обтекаемая измеряемым током. Иногда используют непосредственно серийные гальванометры. С помощью того или иного преобразователя рамка воздействует на собственно усилитель, на выходе которого включен показывающий прибор.

Теоретическая предельная чувствительность у гальванометров и гальванометрических усилителей одинакова, но реальная чувствительность у последних может быть выше. Это обстоятельство дает возможность использовать более прочное крепление рамки на растяжках и конструировать переносные приборы, которые по чувствительности не уступают стационарным зеркальным гальванометрам.

Разновидности гальванометрических усилителей весьма многочисленны.

Наибольшее распространение получили индукционные и фотоэлектрические.

На рис. 7 схематически изображен один из типов индукционного преобразователя. С рамкой *1* гальванометра жестко связана еще одна рамка *2*, находящаяся в переменном магнитном поле. При отклонении от нулевого положения системы связанных рамок во второй из них индуцируется э. д. с., пропорциональная углу поворота. При изменении знака угла поворота фаза индуцируемой э. д. с. меняется на обратную. Частота э. д. с. определяется частотой тока, питающего катушку возбуждения. Полученный таким образом сигнал усиливается усилителем переменного тока (в некоторых случаях — избирательным), выпрямляется фазочувствительным детектором и выводится на выходной показывающий прибор. Как правило, весь усилитель охватывается отрицательной обратной связью.

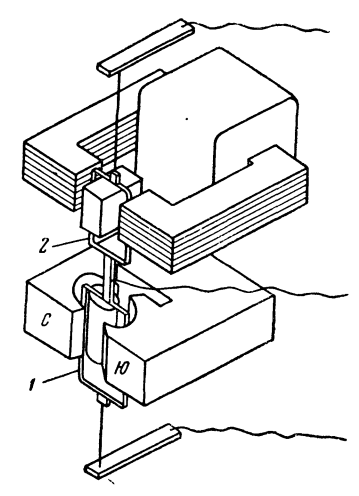


Рис. 7. Индукционный преобразователь.

1 — рамка гальванометра; *2* — рамка преобразователя.

Магнитопровод преобразователя изготавливается из листовой трансформаторной стали при питании катушки возбуждения током промышленной частоты. Катушка возбуждения может представлять собой и индуктивность высокочастотного генератора. Тогда магнитопровод может быть из оксифера или карбонильного железа, или же может вовсе отсутствовать. В последнем случае катушка возбуждения состоит из двух секций, располагаемых вблизи рамки преобразователя.

В литературе описаны и другие аналогичные системы. Рассмотренная здесь система проста и весьма эффективна. Коэффициент преобразования с ней легко может быть сделан равным нескольким вольтам на градус угла поворота рамки.

В фотоэлектрических усилителях без обратной связи луч света, отраженный от зеркала гальванометра, падает на фотоэлемент или фотосопротивление, меняя их освещенность. Ток фотоэлемента в простейшем случае измеряют вторым гальванометром. Чувствительность этих усилителей может быть очень высокой, но они недостаточно стабильны. В последнее время преимущественно применяют фотоэлектрические усилители с отрицательной обратной связью, называемые фотокомпенсационными усилителями.

Принципиальная схема измерения тока фотокомпенсационным усилителем показана на рис. 8,*а*. Так как системы с обратной связью должны реагировать не только на величину, но и на полярность сигнала, в фотокомпенсационном усилителе используются два фото-

сопротивления *ФС*, которые вместе с их источниками питания *U* включены по мостовой схеме.

При начальном положении рамки оба фотосопротивления освещены одинаково и в измерительной диагонали моста ток отсутствует. Под влиянием измеряемого тока I_x рамка гальванометра отклоняется на некоторый угол. Световой поток, приходящийся на одно фотосопротивление, увеличивается, а на другое уменьшается и

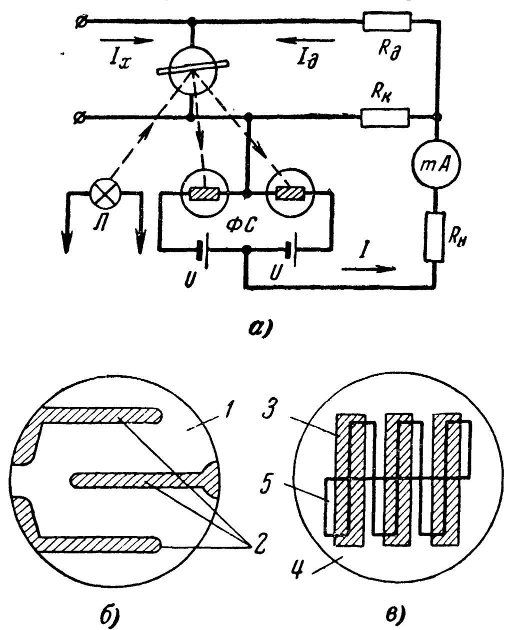


Рис. 8. Фотокомпенсационный усилитель.
а — схема измерения тока; *б* — устройство фотосопротивления; *в* — взаимное расположение маски и проекции щелей диафрагмы.

вследствие разбаланса моста через показывающий прибор течет некоторый ток. Часть этого тока ответвляется через сопротивление $R_д$ в рамку гальванометра, стремясь вернуть ее в исходное положение. Если усиление тока в петле обратной связи (измеряемый ток — отклонение луча — разбаланс моста — ток через сопротивление $R_д$) достаточно велико, то $I_x \approx I_д$, т. е.

$$I_x = \frac{R_к}{R_к + R_д} I. \qquad (12)$$

Фотосопротивления (рис. 8,*б*) изготавливают из сернистого кадмия. Светочувствительный слой *1* наклеивают на стеклянную подложку, а токосъемные электроды *2* наносят металлизацией. Фотосопротивление заключают в герметизирующий металлический корпус,

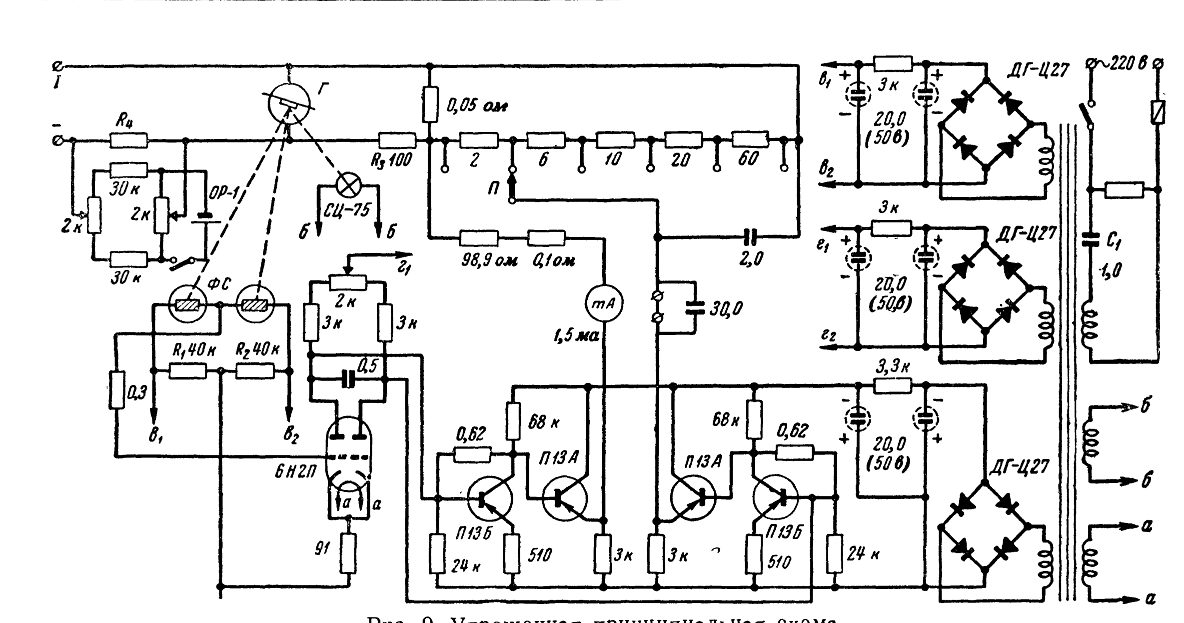


Рис. 9. Упрощенная принципиальная схема фотокомпенсационного усилителя Ф-18.

в передней части которого размещается маска (рис. 8,*в*). У осветителя имеется диафрагма со щелями, изображение *3* которых после отражения от зеркала с помощью объектива проецируется на маску *4* с отверстиями *5*. Когда зеркальце поворачивается, изображение щелей смещается и происходит перераспределение света, попадающего на верхнюю и нижнюю половины фотосопротивления.

Важной характеристикой всякого усилителя с преобразованием является коэффициент преобразования. В данном случае он определяется как приращение выходного тока, отнесенное к соответствующему ему углу поворота рамки гальванометра, т. е. $K_I = \Delta I / \Delta\alpha$. Коэффициент преобразования желательно иметь как можно большим: это повышает стабильность работы устройства и позволяет иметь на выходе значительные токи, достаточные для работы различных исполнительных механизмов. Поэтому, в частности, на маске и в диафрагме делается не одна, а несколько щелей. Для этого же в схему вводят дополнительный усилитель тока.

На рис. 9 изображена упрощенная схема фотокомпенсационного усилителя Ф-18, выпускаемого серийно заводом «Вибратор». Схема упрощена в том смысле, что опущены цепи, не относящиеся к измерению тока (усилитель универсальный и позволяет измерять также малые напряжения и магнитные потоки).

Сигнал с моста, образованного фотосопротивлениями (типа ФС-К7) и сопротивлениями R_1 и R_2, усиливается вначале балансным каскадом на лампе 6Н2П, а затем двухкаскадным усилителем на транзисторах П13А и П13Б. Отрицательная обратная связь осуществляется током, протекающим через сопротивление R_3. Пределы измерения меняют изменением глубины обратной связи, т. е. доли выходного тока, ответвляемой в цепь рамки гальванометра *Г* через сопротивление R_3. Это производят при помощи переключателя *П*. Усилитель имеет шесть шкал: с постоянными по току $2 \cdot 10^{-10}$, $4 \cdot 10^{-10}$, $10 \cdot 10^{-10}$, $20 \cdot 10^{-10}$, $40 \cdot 10^{-10}$ и $100 \cdot 10^{-10}$ *а* на деление.

Глубокая обратная связь делает усиление очень стабильным, поэтому погрешности измерения нормированы. На первой, самой чувствительной шкале наибольшая погрешность измерения установлена в ±4, на второй ±2,5 и на остальных ±1,5% от длины шкалы выходного прибора.

Для компенсации различных паразитных э. д. с. во входной цепи включено сопротивление R_4, на которое может быть подано напряжение в любой полярности и регулируемой величины от окисно-ртутного элемента ОР-1.

Гальванометр, оптическая система и фотосопротивление ФС-К7 объединены конструктивно в один блок, который выпускается как самостоятельное изделие — гальванометрический усилитель Ф-117/3.

Уровень флуктуаций усилителя составляет не более 0,5 деления шкалы выходного прибора при максимальной чувствительности. Дрейф выходного тока при этом не превышает 4% за 1 *ч* после часового прогрева. При снижении чувствительности флуктуации и дрейф соответственно снижаются.

Питается усилитель от насыщенного трансформатора, который вместе с конденсатором C_1 является стабилизирующим устройством. На плавные изменения сетевого напряжения в пределах от —15 до +5% прибор не реагирует. Скачки напряжения питания до 10% вызывают лишь кратковременный отброс указателя выходного прибора на 2—3 деления.

Усилитель не нуждается в специальной защите от сотрясений и может работать на обычном столе. Только при работе на самой чувствительной шкале желательно устанавливать его на полку.

Усилитель Ф-18 очень хорошо раскрывает достоинства гальванометрических усилителей с отрицательной обратной связью.

4. МЕХАНИЧЕСКИЕ (ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИЕ) ЭЛЕКТРОМЕТРЫ

Квадрантные электрометры. Квадрантный электрометр (рис. 10) состоит из четырех неподвижных электродов — квадрантов и расположенной между ними подвижной части — бисквита.

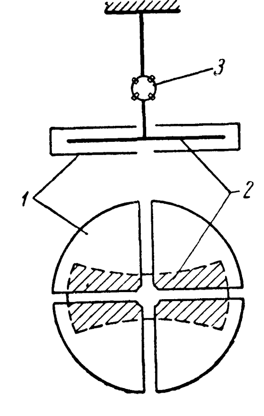


Рис. 10. Схема устройства квадрантного электрометра.

1 — квадрант; 2 — бисквит; 3 — зеркальце.

Квадранты представляют собой несколько отодвинутые друг от друга четверти круглой коробки. Они тщательно изолированы друг от друга. Накрест расположенные квадранты электрически соединены между собой.

Бисквит — это тонкая алюминиевая пластинка, подвешенная в центре тяжести на тонкой платиновой проволоке или укрепленная на растяжках. В начальном положении бисквит располагается симметрично относительно квадрантов. Если разности потенциалов между бисквитом и двумя парами квадрантов сделать неравными, то электростатические силы притяжения и отталкивания создадут вращающий момент, и бисквит будет поворачиваться в ту или иную сторону до тех пор, пока возникающий при закручивании подвеса противодействующий момент не сравняется с вращающим. Отсчет угла поворота бисквита производится методом зеркального отсчета.

Зависимость угла отклонения от потенциалов электродов выражается следующей формулой:

$$\alpha = k(U_1 - U_2)\left(U_0 - \frac{U_1 + U_2}{2}\right), \qquad (13)$$

где U_0 — потенциал бисквита;

U_1 — потенциал какой-либо одной пары квадрантов;

U_2 — потенциал другой пары квадрантов;

k — коэффициент пропорциональности, учитывающий упругость подвеса и изменение емкости бисквита относительно квадрантов при его повороте.

Из этой формулы видно, что при $U_1 > U_2$ бисквит поворачивается в одну, а при $U_1 < U_2$ в другую сторону (знаки у α разные). Угол поворота определяется всеми тремя потенциалами (U_0, U_1 и U_2). Измеряемым может быть любой из них; тогда два остальных должны быть известны.

В зависимости от условий эксперимента применяют три схемы включения электрометра. При квадрантном включении (рис. 11,*а*) из-

меряемое напряжение включают между одной парой квадрантов и «землей»; вторая пара квадрантов заземляется. Между бисквитом и второй парой квадрантов включают вспомогательное напряжение U. Для этой схемы $U_0=U$, $U_1=U_x$ и $U_2=0$. Подставляя эти значения потенциалов в формулу (13) и считая, что $U \gg \frac{1}{2} U_x$, получаем:

$$\alpha = kUU_x. \tag{14}$$

Вспомогательное напряжение выбирается обычно в пределах 100—150 *в*.

При бисквитном включении (рис. 11,*б*) на квадранты подают одинаковые по величине, но противоположные по знаку потенциалы

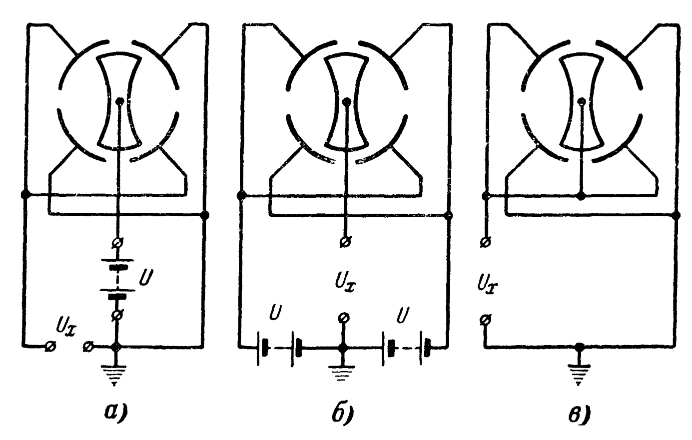


Рис. 11. Возможные схемы включения квадрантного электрометра.

а — квадрантное; *б* — бисквитное; *в* — двойное.

U от вспомогательной батареи с заземленной средней точкой. Измеряемый потенциал подается на бисквит. Для этой схемы $U_2=-U_1=U$, $U_0=U_x$ и

$$\alpha = 2kUU_x \tag{15}$$

При двойном включении (рис. 11,*в*) измеряемое напряжение прикладывается между одной парой квадрантов и бисквитом с одной стороны и второй парой квадрантов — с другой. Эта вторая пара квадрантов заземляется. Для этой схемы $U_1=U_0=U_x$, $U_2=0$ и

$$\alpha = \frac{1}{2} kU_x^2. \tag{16}$$

В этом случае отклонение не зависит от знака измеряемого напряжения, и электрометр пригоден для измерения на переменном токе. Однако чувствительность электрометра в двойном включении много ниже, чем в предыдущих двух схемах.

Чувствительность квадрантных электрометров достаточно высока. При вспомогательном напряжении порядка 100 *в* и расстоянии шкалы в 1 *м* постоянная по напряжению в обычных конструкциях равна $2 \cdot 10^{-4}$—$3 \cdot 10^{-4}$, а в специальных конструкциях $5 \cdot 10^{-5}$—$6 \cdot 10^{-5}$ *в*.

Вместе с тем квадрантные электрометры являются очень капризными приборами, требующими весьма квалифицированного обращения. Как и все электростатические электрометры, они чрезвычайно чувствительны к внешним электрическим полям. Для обеспечения высокой изоляции детали прибора, находящиеся под напряжением, укрепляются на янтарных изоляторах. Влага значительно повышает поверхностную проводимость янтаря, поэтому помещение, где работают с электрометром, должно быть сухим.

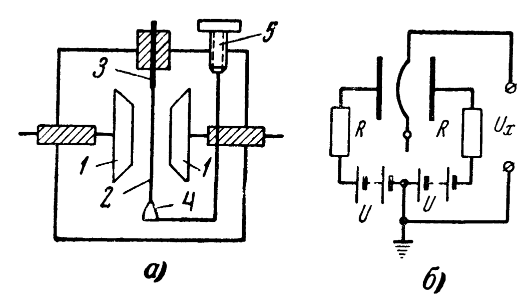


Рис. 12. Струнный электрометр.
а — схема устройства; *б* — наиболее распространенная схема включения.

Период колебаний подвижной системы квадрантных электрометров составляют десятки секунд. Режим работы обычно апериодический.

Струнные электрометры. Эти электрометры менее чувствительны, чем квадрантные, но зато они более удобны. В струнном электрометре (рис. 12,*а*) между двумя узкими металлическими электродами — ножами *1* помещена платиновая нить *2* толщиной 1—5 *мк*, которая служит подвижным элементом. Под влиянием электростатических сил нить прогибается в сторону одного или другого ножа. Перемещение нити наблюдается с помощью отсчетного микроскопа.

Верхним концом нить прикрепляется к токопроводящей шпильке *3*, а нижним к колечку *4* из тонкой кварцевой нити. При помощи микрометрического винта *5* колечко можно в небольших пределах перемещать в вертикальном направлении, меняя натяжение нити и тем самым чувствительность электрометра. Чувствительность поддается регулировке и путем изменения расстояния между ножами. Однако сближать ножи можно лишь до 4—6 *мм*, так как иначе поле между ними становится очень сильным и при отклонении нить легко «прилипает» к одному из ножей.

Как и для квадрантного, для струнного электрометра может быть три схемы включения. Преимущественное распространение получила схема включения неизвестного потенциала на нить (рис. 12,*б*) благодаря своей симметрии, устойчивости и получающейся при этом

несколько меньшей емкости прибора. На ножи подаются вспомогательные потенциалы порядка 100 *в*. Сопротивления R (по несколько мегом), включенные последовательно с ножами, предохраняют нить от перегорания при случайном ее касании ножа.

Формулы, приведенные для квадрантного электрометра, справедливы и для струнного, так как по принципу действия эти электрометры одинаковы (роль квадранта выполняют ножи, а бисквита — нить).

По сравнению с квадрантным струнный электрометр имеет меньшую емкость и малое (в несколько сотых секунды) время установления Эти электрометры более устойчивы. Чувствительность к напряжению у них в 10—20 раз меньше, чем у квадрантных. Ее значение сильно зависит от диаметра нити. Так, например, при диаметре нити в 1,5 *мк* постоянная будет порядка $2 \cdot 10^{-3}$, при 3 *мк* — порядка $2 \cdot 10^{-2}$ и при 5 *мк* — порядка 0,1 *в*.

Наименьший электрический заряд, который может быть обнаружен при помощи электрометра, можно найти, умножая чувствительность к напряжению электрометра на его емкость.

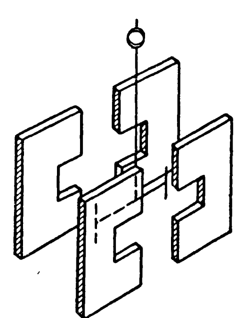


Рис. 13. Схема устройства крутильного электрометра.

Крутильные электрометры. Такой электрометр (рис. 13) имеет либо четыре ножа, попарно соединенные крест-накрест электрометр СГ-1М), либо два ножа (электрометр СГ-2М). Между ножами на кварцевых петельках подвешен стерженек, на котором горизонтально укреплено коромысло с указателями на конце. Угол указателя коромысла отсчитывается при помощи отсчетного микроскопа. Чувствительность к напряжению у крутильных электрометров невелика, но зато мала и емкость. Эти электрометры предназначаются в основном для измерения зарядов.

Постоянная электрометра СГ-1М равна 0,02, а электрометра СГ-2М она составляет 0,8—1 *в* на деление при емкости порядка 2,5 *пф*. Внешний вид электрометра СГ-2М показан на рис. 14.

Фотоэлектрометрические усилители. По принципу действия фотоэлектрометрические усилители аналогичны фотокомпенсационным гальванометрическим усилителям. Чувствительным элементом усилителя является электрометр (рис. 15,*а*), подобный квадрантному, но квадранты в нем заменены обкладками *1*, а бисквит лепестком *2*, на котором укреплено зеркальце *3*. Сам же лепесток укреплен на растяжках *4*. Измеряемое напряжение прикладывается к зажимам *I—I*, а на зажимы *II—II* подается вспомогательное напряжение U.

Схема включения фотоэлектрометрического усилителя для измерения напряжения показана на рис. 15,*б*. Измеряемое напряжение U_x вызывает поворот подвижного лепестка электрометра и перераспределение светового потока, падающего на фотосопротивления *ФС*. Следствием этого явится протекание тока I небаланса через сопротивление обратной связи $R_{о.с}$. Возникающее при этом падение напряжения на нем при достаточном коэффициенте преобразования практически полностью компенсирует входное напряжение и

$$U_x = IR_{о.с}. \tag{17}$$

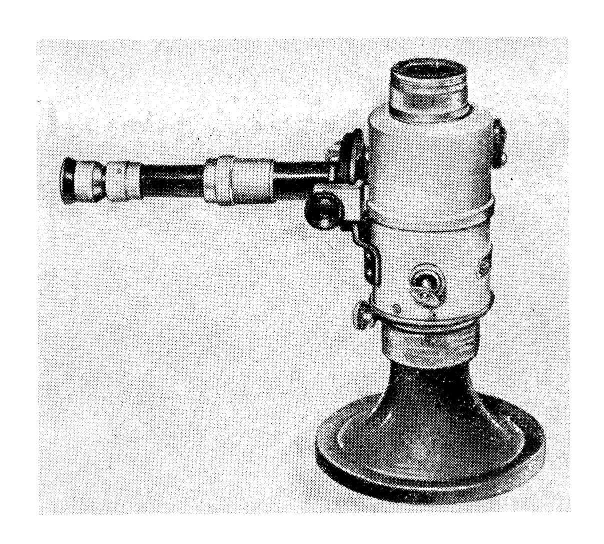


Рис. 14. Электрометр СГ-2М.

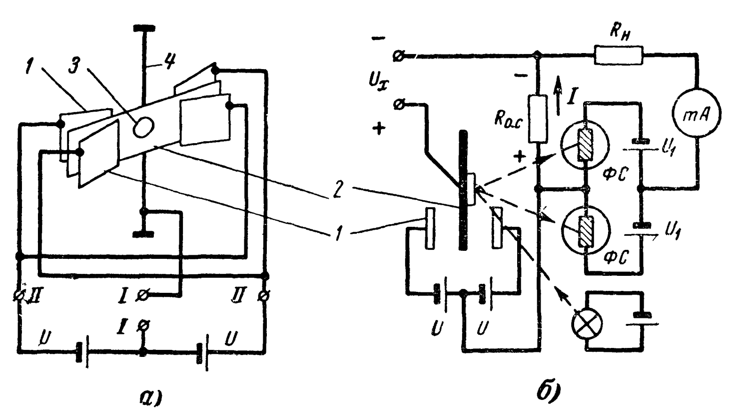


Рис. 15. Чувствительный элемент фотоэлектрометрического усилителя.

а — схема устройства; *б* — схема включения.

Выходной показывающий прибор (*mA*) может быть отградуирован непосредственно в единицах измеряемого напряжения. Сопротивление $R_н$ служит нагрузкой.

На рис. 16 представлена принципиальная схема усилителя ФЭУ-3П. В нем ток небаланса дополнительно усиливается двухтактным каскадом на транзисторах П3В. Оптимальное значение вспомогательного напряжения U устанавливается при помощи потенциоме-

тра R_1, а сопротивления R_2 и R_3 служат для установки начального значения и баланса токов в цепи коллекторов транзисторов.

Усилитель ФЭУ-3П имеет три предела измерения: 100, 500 и 2 000 *мв*. Погрешность измерения на самом чувствительном пределе менее 1%. Время успокоения 0,3 *сек*, выходной ток до 5 *ма*, сопротивление нагрузки до 300 *ом*.

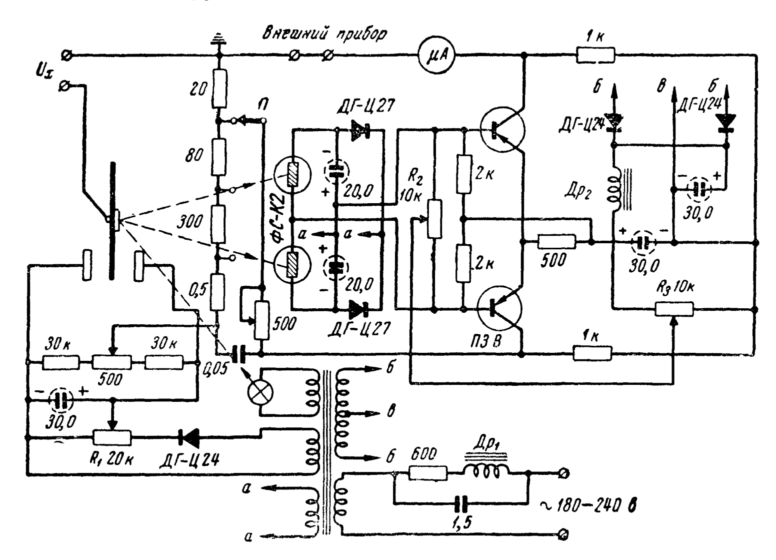


Рис. 16. Принципиальная схема фотоэлектрометрического усилителя ФЭУ-3П.

Усилитель ФЭУ-3П был разработан в Куйбышевском индустриальном институте и демонстрировался в 1957 г. на Всесоюзной промышленной выставке.

5. ЛАМПОВЫЕ ЭЛЕКТРОМЕТРЫ

Главное преимущество ламповых электрометров заключается в том, что при равной с прочими типами электрометров чувствительности они более просты в изготовлении, надежны и гибки в работе.

Ламповый электрометр должен обеспечивать усиление мощности сигнала до уровня, который необходим для приведения в действие относительно грубого показывающего прибора или записывающего устройства. Усилитель может состоять всего из одной лампы, если на выходе включен гальванометр. Однако в настоящее время одноламповые схемы почти вышли из употребления и ныне распространены усилители, которые имеют электрометрическую лампу на входе, затем один-два каскада усиления напряжения и катодный повторитель на выходе. Весь усилитель охватывается 100%-ной отрицатель-

ной обратной связью, так что его коэффициент усиления по напряжению близок к единице.

Целесообразность такого построения электрометра видна из следующих соображений. При измерении слабых токов напряжение сигнала на образцовом сопротивлении R_0 (рис. 1,*а*) или емкости C_0 (рис. 1,*б*) может быть сделано достаточно большим для того, чтобы обойтись без его усиления. Это ведь зависит от значения R_0 или времени измерения. Вместе с тем 100%-ная отрицательная связь позволяет уменьшить постоянную времени входа усилителя, улучшить его стабильность и линейность, ослабить влияние сеточного тока входной лампы, а значительное усиление мощности дает возможность выводить показания на микроамперметры и даже на миллиамперметры.

Тех пределов чувствительности, которые присущи указанным в § I методам измерения, ламповые электрометры с непосредственной связью достичь не могут. Причины этого заключаются в собственных шумах усилителя и дрейфе его выходного напряжения.

Во входном электрометрическом каскаде имеют значение два дополнительных источника шума — дробовой эффект сеточного тока и эффект мерцания (фликкерэффект). Дробовой шум в цепи сетки обусловлен протеканием через сопротивление утечки сеточного тока и объясняется тем, что количество электронов, попадающих на сетку в каждый данный момент времени, неодинаково. Это создает пульсации сеточного тока, который может быть представлен в виде постоянной составляющей и гармоник, амплитуды которых одинаковы, а частоты простираются от нуля до сверхвысоких. Конечно, как и в случае тепловых шумов, для данного усилителя имеют значение только те гармоники, которые не выходят за пределы полосы пропускания усилительного устройства. Если полоса пропускания определяется только входной *RC*-цепью, то среднеквадратичное значение напряжения шумов (в вольтах), вызываемых дробовым эффектом тока сетки, выражается следующей формулой:

$$U_{\text{ш.д}} = \sqrt{\frac{e}{2}\frac{R_{\text{с}}}{C} I_{\text{с}}}, \tag{18}$$

где e — заряд электрона, $1{,}6 \cdot 10^{-19}$ *к*;
$R_{\text{с}}$ — сопротивление утечки сетки, *ом*;
C — входная емкость, *ф*;
$I_{\text{с}}$ — ток сетки, *а*.

Следует указать на то, что если сеточный ток имеет положительную и отрицательную составляющие, то в формулу (18) должна подставляться их арифметическая сумма, так как каждая составляющая создает шум независимо от другой. В точке «плавающего» потенциала суммарный ток сетки равен нулю, тем не менее дробовой шум может быть значительным. Обычно дробовой шум составляет единицы или десятки микровольт. Если, например, $R_{\text{с}} = 10^{12}$ *ом*, $C = 10$ *пф* и $I_{\text{с}} = 10^{-14}$ *а*, то $U_{\text{ш.д}} = 9$ *мкв*. Как и для теплового шума, наибольшая величина флуктуаций (от пика до пика) может быть в 8 раз больше своей средне-квадратичной величины.

Соотношение между тепловыми и дробовыми шумами в сеточной цепи зависит от сеточного тока и сопротивления утечки сетки. Обычно преобладает тепловой шум. Для только что рассмотренного

примера он превышает дробовой приблизительно в 5 раз. Общее напряжение шумов на сопротивлении может быть подсчитано по формуле

$$U_{ш} = \sqrt{U^2_{ш.т} + U^2_{ш.д}}. \qquad (19$$

Эффект мерцания проявляется только на низких частотах. Это— флуктуации анодного тока лампы, вызываемые беспорядочным изменением эмиссии отдельных участков катода. Этот эффект особенно заметен у лампы с оксидным катодом.

Под напряжением шума входной цепи, обусловленным эффектом мерцания, понимается то напряжение, которое, будучи приложено к сетке лампы, вызывает те же самые флуктуации анодного тока. Ведь в конечном итоге нас интересует шум на выходе усилителя и совершенно неважно, куда мы при соответствующем пересчете отнесем источник возникновения шума. Для расчетов же удобно все шумы приводить ко входу усилителя. Среднеквадратичное значение напряжения шумов от эффекта мерцания, пересчитанное на вход, может быть в пределах 0,1—1 *мкв.*

Помимо рассмотренных, существуют еще и другие источники шумов, например дробовой эффект анодного тока, но их действие в ламповых электрометрах гораздо слабее предыдущих.

Суммарное напряжение шумов во входной цепи электрометрического усилителя может быть в самом лучшем случае сведено до 10—20 *мкв.* При кратковременных измерениях слабого тока это в основном и определяет порог чувствительности электрометра. При сколько-нибудь длительных измерениях порог чувствительности будет определяться «сползанием» (дрейфом) нуля усилителя. Подробнее этот вопрос будет рассмотрен ниже.

Когда измеряют слабые токи, то для получения нужного превышения напряжения сигнала над шумами образцовое сопротивление (рис. 1,*а*) должно быть выбрано достаточно большим. Большой получается и постоянная времени *RC*-цепи, образуемой образцовым сопротивлением с входной емкостью электрометра. Если, например, $R_0 = 10^{12}$ *ом,* а $C = 10$ *пф,* то $R_0C = 10^{12} \cdot 10^{-11} = 10$ *сек.* После подключения источника тока напряжение на *RC*-цепи достигнет 95% номинального значения I_xR_0 за время $3R_0C = 30$ *сек.* Это время, безусловно, слишком велико. Время установления уменьшают введением отрицательной обратной связи, которая, помимо этого, воздействует и на другие параметры лампового электрометра.

На рис. 17,*а* схематически изображен усилитель тока, охваченный параллельной отрицательной обратной связью. Коэффициент усиления усилителя при разомкнутой цепи обратной связи обозначим K и заметим, что выходное напряжение находится с входным в противофазе. Сопротивление R является не только вспомогательным (образцовым) сопротивлением, на котором измеряемый ток I_x создает подлежащее измерению падение напряжения, но также сопротивлением обратной связи и сопротивлением утечки сетки первой лампы. Входная емкость усилителя обозначена через C, а паразитная емкость сопротивления — через $C_п$.

Когда обратной связи нет и нижний (по схеме) конец сопротивления R заземлен, установившийся сигнал на входе $U_{вх} = I_xR$, сопротивление входа постоянному току $R_{вх} = U_{вх}/I_{вх} = R$, постоянная времени входа $\tau = R(C + C_п)$ и полоса пропускания электрометра

в целом, которая определяется постоянной времени входа, ограничивается верхней частотой

$$f_в = \frac{1}{2\pi R(C + C_п)}.$$

При подаче на вход усилителя некоторой части $\beta U_{вых}$ его выходного напряжения, определяемой коэффициентом обратной связи

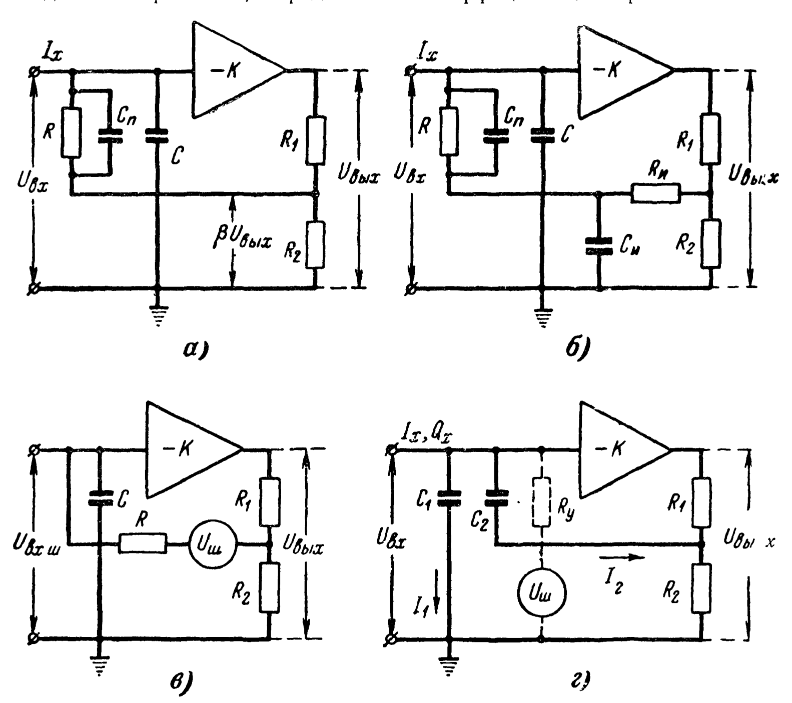


Рис. 17. Усилитель с параллельной отрицательной обратной связью.
а — обычная схема подачи отрицательной обратной связи; *б* — схема подачи отрицательной обратной связи через интегрирующую цепочку; *в* — схема для определения отношения сигнала к шуму; *г* — схема подачи параллельной отрицательной обратной связи через конденсатор (схема интегратора тока).

β, входное напряжение уже будет $U_{вх} = I_x R + \beta U_{вых}$, поскольку напряжение сигнала и напряжение обратной связи имеют разную полярность. А так как $U_{вых} = -KU_{вх}$, то установившееся значение сигнала на входе

$$U_{вх.о.с} = \frac{I_x R}{1 + K\beta}, \tag{20}$$

т. е. уменьшается в $1 + K\beta$ раз.

Входное сопротивление постоянному току в этом случае

$$R_{\text{в х.о.с}} = \frac{U_{\text{вх.о.с}}}{I_x} = \frac{R}{1+K\beta}. \tag{21}$$

Оно также уменьшается в $1+K\beta$ раз. Легко сообразить, что емкость C остается без изменения, так как она не испытывает воздействия со стороны обратной связи, а значение емкости $C_{\text{п}}$ возрастает в $1+K\beta$ раз. Действительно, предыдущие рассуждения справедливы и для переменного тока. Тогда, полагая сопротивление обратной связи чисто емкостным (равным $1/\omega C_{\text{п}}$), увидим, что уменьшение его сопротивления в $1+K\beta$ раз равнозначно увеличению во столько же раз емкости.

Таким образом, постоянная времени входа при введении отрицательной обратной связи параллельного типа становится:

$$\tau = \frac{R}{1+K\beta}\left[C_{\text{п}}(1+K\beta)+C\right] = $$

$$= R\left(C_{\text{п}} + \frac{C}{1+K\beta}\right). \tag{22}$$

Из последнего выражения вытекает, что отрицательная обратная связь уменьшает действие входной емкости C усилителя в $1+K\beta$ раз, что приводит к расширению полосы пропускания до частоты

$$f_{\text{в.о.с.}} = \frac{1}{2\pi R\left(C_{\text{п}} + \frac{C}{1+K\beta}\right)}. \tag{23}$$

Это очень важно, потому что полоса пропускания лампового электрометра в целом определяется в основном именно входной RC-цепью. Сам же усилитель является обычно более широкополосным или во всяком случае без особого труда может быть сделан таковым.

Из выражения (23) видно, что расширение полосы пропускания ограничено главным образом емкостью $C_{\text{п}}$, которая представляет собой паразитную емкость сопротивления R и емкость его монтажа. В принципе влияние этой емкости можно полностью исключить, если напряжение обратной связи подавать на вход через дополнительную интегрирующую цепочку с постоянной времени $R_{\text{и}}C_{\text{и}} = RC_{\text{п}}$ (рис. 17,*б*).

В самом деле, при подключении источника измеряемого тока напряжение на сопротивлении R устанавливается не мгновенно, а с постоянной времени $RC_{\text{п}}$. Но сигнал отрицательной обратной связи тоже появляется не сразу, а нарастает с постоянной времени $R_{\text{и}}C_{\text{и}} = RC_{\text{п}}$ и полный коэффициент усиления, будучи в первый момент равным K, с той же самой постоянной времени уменьшается до своего установившегося значения $K/1+K\beta$. Результатом является то, что напряжение на выходе сразу устанавливается и поддерживается номинальным, как если бы емкости $C_{\text{п}}$ вовсе не было.

Постоянная времени входной цепи для этого случая точно выражается привычной для нас формулой

$$\tau = R\frac{C}{1+K\beta}. \tag{24}$$

Для того чтобы облегчить наладку усилителя, параллельно распределенной емкости $C_п$ (т. е. сопротивлению R) иногда включают небольшую сосредоточенную емкость.

Однако интегрирование в цепи обратной связи применяют не часто, а лишь когда полоса пропускания усилителя является решающим фактором. Объясняется это тем, что прибегать к устранению влияния постоянной времени $RC_п$ приходится лишь тогда, когда она сравнительно велика (порядка десятков миллисекунд). А в этом случае на более высоких частотах (например, на частоте питающего напряжения) обратная связь оказывается слишком слабой для подавления наводок и пульсаций. В ряде случаев задачу решают компромиссным путем, уменьшая постоянную времени интегрирующей цепи и включая последовательно с емкостью $C_и$ дополнительное сопротивление.

Рассмотрим теперь отношение сигнала к шуму и влияние на него обратной связи. Для простоты будем ориентироваться только на тепловой шум сопротивления, как имеющий решающее значение.

Реальное шумящее сопротивление может быть представлено в виде последовательного соединения сопротивления, которое не имеет шума, и напряжения шума $U_ш$ (рис. 17,*в*). Если обратной связи нет, то напряжение шума определяется выражением (7), откуда отношение сигнала к шуму

$$\eta_{с.ш} = \frac{U_{вх}}{U_ш} = \frac{I_x R}{\sqrt{\frac{kT}{C}}}. \tag{25}$$

Умножим числитель и знаменатель правой части выражения (25) на C и перепишем его в виде:

$$\eta_{с.ш}\frac{1}{RC} = \frac{I_x}{\sqrt{kTC}}. \tag{26}$$

Теперь легко сделать вывод, что *при одной и той же постоянной времени RC-входа отношение сигнала к шуму улучшается с увеличением R и уменьшением C.*

Введение отрицательной обратной связи не может изменить отношения сигнала к шуму, если только обратная связь не меняет полосы пропускания (постоянной времени) входной цепи. Действительно, обозначим напряжение шумов на входе усилителя через $U_{вх.ш}$. Пренебрегая действием емкости C, можем написать: $U_{вх.ш} = U_ш - K\beta U_{вх.ш}$, откуда

$$U_{вх.ш} = \frac{U_ш}{1+K\beta}. \tag{27}$$

Однако сигнал в соответствии с формулой (20) уменьшается в том же самом соотношении, и отношение сигнала к шуму остается без изменений.

Среднеквадратичное значение напряжения шума $U_ш$, которое входит в выражение (27), определяется в соответствии с формулой (5) для полосы пропускания усилителя. Если эта полоса будет расширена в $1+K\beta$ раз, то напряжение шума возрастет в $\sqrt{1+K\beta}$ раз, т. е. $U'_{вх.ш}=U_{вх.ш}\sqrt{1+K\beta}$, и во столько же раз уменьшится отношение сигнала к шуму:

$$\eta'_{с.ш}=\frac{U_{вх}}{U_{вх.ш}\sqrt{1+K\beta}}=\frac{\eta_{с.ш}}{\sqrt{1+K\beta}}. \qquad (28)$$

Эти рассуждения остаются справедливыми безотносительно к тому, чем определяется полоса пропускания усилителя в целом— собственно ли усилителем или его входной цепью. К указанному результату мы придем также, учитывая в соответствии с формулой (23), что расширение полосы пропускания в усилителе с большой постоянной времени входа обусловливается уменьшением в $1+K\beta$ раз под влиянием обратной связи действия емкости C, которая непосредственно входит в выражение (25) для определения отношения сигнала к шуму.

Таким образом, быстродействие и стабильность лампового электрометра, охваченного отрицательной обратной связью параллельного типа, достигается ценой ухудшения в $\sqrt{1+K\beta}$ раз отношения сигнала к шуму. Следует подчеркнуть при этом еще раз, что это ухудшение является следствием расширения полосы пропускания усилителя.

Нелишним будет предостеречь от желания отождествить входное сопротивление постоянному току $R_{вх}$ с эквивалентным шумовым сопротивлением усилителя $R_{вх.ш}$. Под последним понимается такое сопротивление, которое, будучи включено на вход усилителя в предположении, что другие источники шума отсутствуют, вызовет появление на выходе такого же шума, который имеется у реального усилителя. Если учитывать только тепловой шум, то для усилителя без обратной связи эти сопротивления действительно равны, т. е. $R_{вх}=R_{вх.ш}$. Иное дело при наличии обратной связи. В этом случае шум генерируется не во входной цепи, а в цепи обратной связи, и указанные сопротивления не могут быть равны.

Например, для усилителя по схеме на рис. 17,*в*, полагая, что полоса пропускания определяется самим усилителем, т. е. пренебрегая емкостью C, из выражений (7) и (27) найдем, что $R_{вх.ш}=R/(1+K\beta)^2$. Если принять во внимание емкость входа, то $R_{вх.ш}=R/(1+K\beta)^2+(\omega RC)^2$, т. е. оно зависит и от частоты.

Обратимся теперь к интеграторам тока. Отрицательная обратная связь в них осуществляется через конденсатор (на рис. 17,*г*, это конденсатор C_2). В схеме на рис. 17,*г* C_1 представляет собой входную емкость усилителя, а $R_у$—сопротивление утечек входа, которые мы пока принимать во внимание не будем.

Когда к входу интегратора подключается источник постоянного тока I_x, одна часть I_1 этого тока идет на зарядку емкости C_1, а другая I_2 — емкости C_2. Пусть после некоторого времени t напряжение на выходе усилителя достигнет величины $U_{вых}$. Тогда, основываясь

на общем выражении для заряда конденсатора $Q=It=CU$, найдем значение токов I_1 и I_2:

$$I_1=\frac{C_1}{Kt}U_{\text{вых}};\tag{29}$$

$$I_2=\frac{C_2(1+K\beta)}{Kt}U_{\text{вых}},\tag{30}$$

Тот факт, что действие емкости в цепи обратной связи увеличивается в $(1+K\beta)$ раз, нам уже известен. Ток I_x найдется как сумма двух составляющих:

$$I_x=I_1+I_2=\frac{C_1+C_2(1+K\beta)}{K}\frac{U_{\text{вых}}}{t}.\tag{31}$$

Если емкости C_1 и C_2 сравнимы по величине, а $K\beta \gg 1$ (что всегда имеет место), то

$$I_x=C_2\beta\frac{U_{\text{вых}}}{t}.\tag{32}$$

Как видно, в данной системе легко исключить влияние емкостей входа и монтажа, которые подвержены случайным изменениям, и лишь емкость C_2 должна быть известна с нужной точностью. Это большое достоинство такой схемы.

Введение обратной связи через конденсатор не влияет на $R_{\text{вх}}$, но повышает входную емкость с C_1+C_2 до $C_1+(1+K\beta)C_2$ и, как это следует из выражения (25), улучшает отношение сигнала к шуму в $\sqrt{1+K\beta}$ раз.

При помощи рассмотренного интегратора возможно измерение не только постоянного, но и меняющегося тока. Ведь величина тока определяет скорость изменения выходного напряжения. При постоянном токе эта скорость постоянна и равна $U_{\text{вых}}/t$, как это и записано в формуле (31). Если же ток меняется во времени, то необходимо выходное напряжение дифференцировать.

Применение отрицательных обратных связей в ламповых электрометрах резко уменьшает погрешности, обусловленные протеканием во входной цепи тока управляющей сетки первой лампы. На сопротивлении утечки ток сетки создает падение напряжения, что равнозначно наличию некоторого сигнала. Сам по себе этот сигнал при относительно кратковременных измерениях не имеет значения, так как он может быть скорректирован при установке нуля усилителя. Однако сеточный ток не остается постоянным, а зависит от напряжения на сетке, причем зависимость эта нелинейна. Поэтому при подаче на вход усилителя измеряемого напряжения неизбежно возникновение погрешности из-за изменения сеточного тока и создаваемого им падения напряжения на сопротивлении утечки.

Если усилитель тока охвачен отрицательной обратной связью, то изменения напряжения на сетке уменьшаются в $1+K\beta$ раз (при том же значении I_xR), а тем самым практически устраняются и погрешности, вызываемые изменениями тока сетки. В данном случае под сопротивлением R понимаются сопротивление изоляции цепи сетки лампы и ее дифференциальное сопротивление.

Входное сопротивление $R_у$ собственно усилителя тока (входной лампы) должно быть по крайней мере в 100 раз больше того сопротивления, падение напряжения на котором измеряют с помощью лампового электрометра. Замечательной особенностью усилителя с параллельной отрицательной обратной связью является то, что в нем возможно иметь эти сопротивления одного порядка величины. В самом деле, мы установили, что входное сопротивление лампового электрометра постоянному току будет $R/1+K\beta$. Реально параллельно ему включено еще сопротивление $R_у$, так что полное входное сопротивление реального лампового электрометра будет определяться параллельным соединением этих сопротивлений. Требования к соотношению указанных сопротивлений выглядят так. Если обратной связи нет, то $R_у \geqslant 100\ R$. При обратной же связи $R_у \geqslant 100\ R/1+K\beta$. Таким образом, при одном и том же R сопротивление $R_у$ может быть в усилителе с обратной связью в $1+K\beta$ раз меньше, чем без нее. Для допустимости равенства $R_у=R$ достаточно иметь $1+K\beta=100$. В таком же отношении снижаются требования к величине $R_у$ и в интеграторе тока.

Остановимся на вопросах, связанных с относительно медленными неконтролируемыми изменениями выходного напряжения усилителя. Эти изменения называют «сползанием нуля» или «дрейфом нуля» усилителя.

Дрейф усилителя вызывается как внешними по отношению к нему причинами, так и внутренними. К первым нужно отнести непостоянство питающих напряжений и окружающей температуры. Ко вторым — изменение эмиссионной способности катода и контактных потенциалов в лампах. Причины этих внутриламповых процессов не поддаются точному учету и объяснению, хотя по данному вопросу и накоплен большой экспериментальный материал. Часто они сопутствуют общему старению лампы.

В отличие от шумов напряжение дрейфа меняется так медленно, что частоты этих изменений лежат далеко за нижней граничной частотой обычных усилителей с реостатно-емкостной связью. Поэтому дрейф существует только в усилителях постоянного тока с непосредственной связью, полоса пропускания которых начинается с нулевой частоты. В принципе дрейф имеется и в усилителях с преобразованием постоянного тока в переменный, о чем мы будем говорить дальше, но там этот дрейф чрезвычайно мал, поскольку не лампы являются его причиной. Наибольшее значение имеет, очевидно, дрейф входного каскада усилителя, которому и должно быть уделено основное внимание.

Влияние внешних условий может характеризоваться такими цифрами. Изменение напряжения накала лампы на 1 *в* равнозначно изменению напряжения на ее сетке примерно на 0,2 *в*. Изменение окружающей температуры на 1° С оказывает такое же действие, как подача на сетку напряжения, приблизительно равного 2,5 *мв* для одиночной лампы и 0,1—0,25 *мв* для двойного триода (в балансном каскаде). Дрейф, обусловленный внутриламповыми процессами, для усилителя с непосредственной связью в пересчете на вход составляет 1—10 *мв/ч*.

Каковы способы уменьшения дрейфа в усилителях с непосредственной связью? Прежде всего стабилизация (в ответственных случаях двойная) питающих напряжений. Это более надежная мера, чем использование специальных схем компенсации дрейфа по накалу

(к последним прибегают в настоящее время редко). Входную лампу помещают в коробку с большой теплоемкостью, которая сглаживает температурные изменения.

Очень большое значение имеет предварительная тренировка ламп — выдержка их в течение примерно 100 *ч* при номинальных напряжениях анода и накала. У отдельных экземпляров ламп дрейф после тренировки составляет всего 0,1 *мв* за несколько часов. Одновременно снижается и шум. Здесь же следует указать, что лампы даже одного типа в отношении дрейфа (как и шума) ведут себя различно. Поэтому на тренировку следует ставить большее, чем нужно, число ламп с тем, чтобы отобрать потом наилучший экземпляр.

Что касается выбора напряжения накала (повышенного или пониженного против номинального), то в этом вопросе мнения разноречивы. Опыт автора говорит против работы с недокалом.

Балансные каскады и каскады с катодной компенсацией (катодной связью) менее подвержены дрейфу, чем одиночные, и в ламповых электрометрах они нашли преимущественное распространение. При этом наименьший дрейф будет у каскадов на сдвоенных, чем у каскадов на двух раздельных лампах.

Дополнительные преимущества балансных каскадов и каскадов с катодной связью заключаются в том, что они позволяют легко осуществить межкаскадные связи, так как усиление от величины сопротивления в катоде зависит мало и потенциал катода может быть сделан высоким, а также в том, что сигнал можно снимать в любой полярности. К их недостаткам относится повышенный в $\sqrt{2}$ раз уровень шума.

В качестве примера на рис. 18 приведена принципиальная схема электрометра ЭМУ-3, серийно выпускаемого нашей промышленностью.

Во входном каскаде используется сдвоенный электрометрический тетрод прямого накала (лампа $Л_1$) типа 2Э2П. Эта лампа, измерительное сопротивление R_0 и делитель из проволочных сопротивлений (R_1, R_2 и R_3) смонтированы на плате, вставленной в вакуумноплотный кожух. Вывод рабочей сетки электрометрической лампы осуществлен через изолятор из фторопласта, закрываемый в нерабочем состоянии защитным колпачком. Входной каскад рассчитан для работы с одним из двух сопротивлений утечки сетки: 680 и 1,5 *Гом* (второе из них прилагается к усилителю отдельно).

Усиление напряжения производится двумя каскадами (лампы $Л_2$—$Л_5$) с катодной компенсацией на пентодах 12Ж1Л. На выходе имеется катодный повторитель, также на пентоде 12Ж1Л (лампа *Л*). Выбор этих ламп объясняется тем, что они имеют небольшой ток накала (75 *ма*, напряжение накала 12,6 *в*), что позволило соединить нити накала всех ламп последовательно и питать их от выпрямителя с электронной стабилизацией. Коэффициент усиления ЭМУ-3 при разомкнутой обратной связи составляет 4 000.

Электрометр может использоваться как для измерения тока от высокоомных источников (переключатель $П_2$ в правом по схеме положении), так и для измерения напряжения (переключатель $П_2$ в левом положении). В первом случае нулевой провод заземлен и электрометр работает с хорошо известной нам параллельной отрицательной обратной связью (рис. 17,*а*). Во втором случае заземляется выходной провод, источник измеряемого напряжения включается

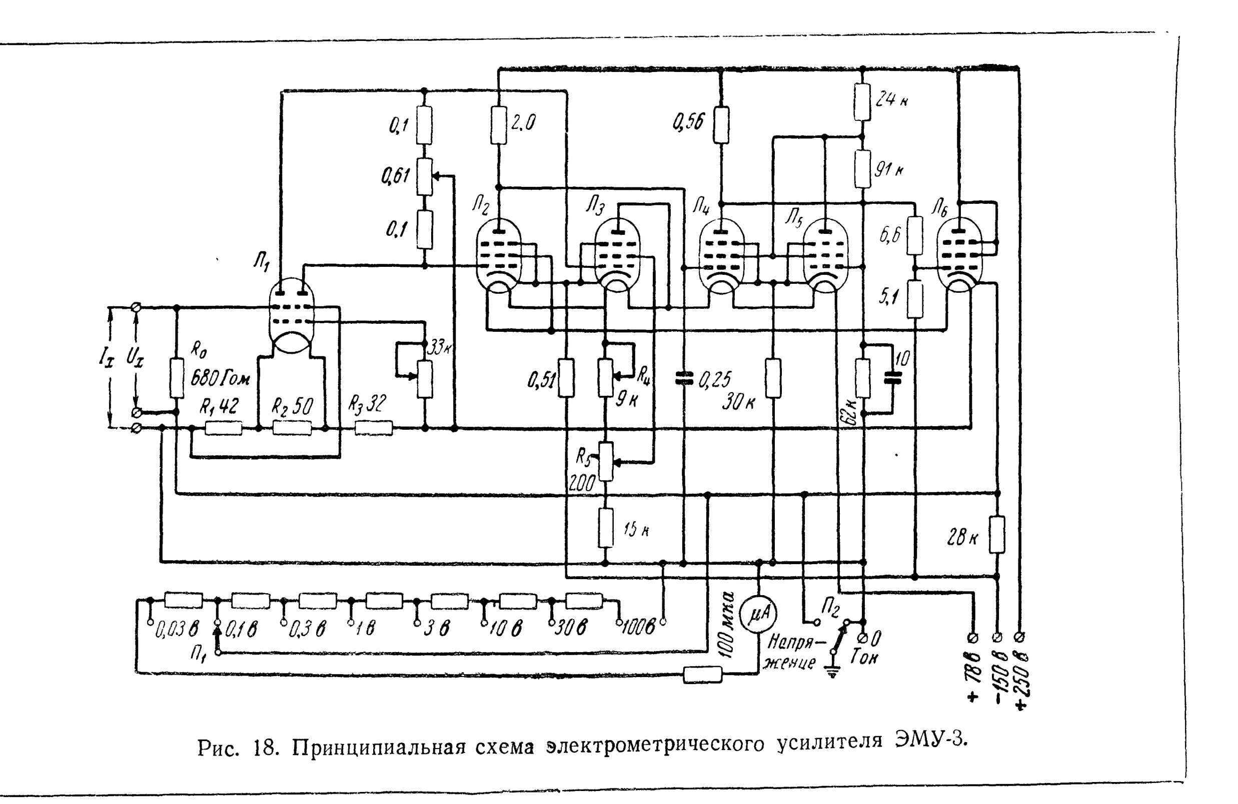


Рис. 18. Принципиальная схема электрометрического усилителя ЭМУ-3.

между входом и выходом, а обратная связь подается на катод электрометрической лампы (обратная связь остается 100%, но на постоянную времени входа она в этом случае никак не влияет).

Во избежание недоразумений следует подчеркнуть, что источники питающих напряжений (выпрямители со стабилизацией) самостоятельно не заземлены. Поэтому перевод переключателя в любое положение на режим электрометра не оказывает влияния.

Выходное напряжение измеряется вольтметром, образованным микроамперметром μA типа М-24 с переключаемыми для изменения пределов измерения добавочными сопротивлениями. Грубая регулировка нуля производится переменным сопротивлением R_4, а плавная — потенциометром R_5.

Электрометр ЭМУ-3 имеет следующие данные. Пределы измерения тока при входном сопротивлении $6{,}8 \cdot 10^{11}$ *ом*—от $2 \cdot 10^{-14}$ до $7 \cdot 10^{-11}$ *а*, а при сопротивлении $1{,}5 \cdot 10^{9}$ *ом*—от 10^{-11} до $3 \cdot 10^{-8}$ *а*. Пределы измерения по напряжению — от 0,01 до 50 *в*. Дрейф и флуктуации нуля усилителя после 1,5 *ч* прогрева не превышают 1,5 *мв* за час. Относительная погрешность измерения тока — около 5%. Нелинейность амплитудной характеристики в пределах от 0 до 50 *в* — не более $\pm 1\%$. Постоянная времени прибора не превышает 4 *сек*.

За последнее время стали все чаще появляться описания электрометров, в которых усилитель напряжения, следующий за электрометрической лампой, выполнен на транзисторах. Преимущества транзисторных усилителей в смысле сокращения габаритов и упрощения конструкции бесспорны, и, как оказывается, дрейф их без особых затруднений может быть сделан сравнимым с дрейфом ламповых усилителей.

Одна из подобных схем приведена на рис. 19. Сигнал с электрометрического пентода $Л_1$ усиливается четырехкаскадным транзисторным усилителем постоянного тока (транзисторы T_1—T_4). Его выходное напряжение (все или часть, определяемая положением переключателя *П*) подается на катод лампы $Л_1$ в фазе с сигналом, что и обеспечивает отрицательную обратную связь. Заметим, что полюсы батарей не заземлены.

Для уменьшения температурного дрейфа транзисторного усилителя в первом его каскаде использован кремниевый транзистор. Пентод включен в цепь его базы и представляет собой для транзистора генератор постоянного тока, что также способствует уменьшению влияния температуры на транзистор. При этих мерах изменение окружающей температуры на 1° С равносильно подаче на вход лампы напряжения в 0,1 *мв*. Из-за 20-кратного усиления тока первым транзистором влияние температуры на последующие транзисторы оказывается уже не столь существенным и они могут быть взяты германиевыми.

Сопротивления нагрузки в коллекторных цепях транзисторов выбраны из тех соображений, чтобы получить нужные токи смещения для последующих каскадов. В эмитерных цепях транзисторов T_2, T_3 и T_4 включены сопротивления, обеспечивающие внутрикаскадную отрицательную обратную связь по току. Конденсатор C_1 предотвращает возможное самовозбуждение усилителя, а C_2 включен для выравнивания частотной характеристики. Регулировка нуля осуществляется изменением потенциала экранирующей сетки пентода при помощи потенциометра R_9.

Переключатель $П_1$ служит для изменения пределов измерения. В положении *1* коэффициент обратной связи равен 0,01 и отклонение прибора на всю шкалу соответствует сигналу на входе в 10 *мв*, в положении *2* коэффициент обратной связи 0,1 и шкала 100 *мв*, а в положении *3* соответственно 1 и 1 *в*. При переводе переключателя в положение *4* обратная связь остается 100%, но параллельно выходному прибору подключается шунт $R_ш$, снижающий его чувствительность в 10 раз и расширяющий, таким образом, предел измерения до 10 *в*.

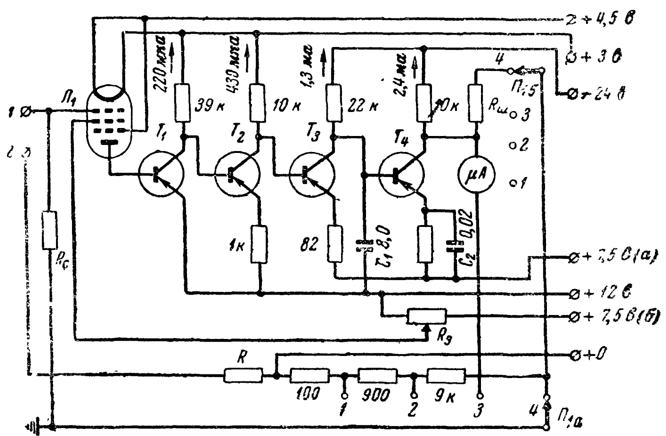


Рис. 19. Схема электрометра с усилителем на транзисторах.

1 — зажим для подключения источника сигнала; *2* — зажим для подключения охранного электрода или кольца (*R* — предохраняющее сопротивление).

Полный коэффициент усиления электрометра по напряжению без обратной связи равен 4 000, а коэффициент усиления по току транзисторного усилителя составляет 20 000. Дрейф этого усилителя в лабораторных условиях (изменение температуры не более 2° С за день) составляет 0,25 *мв/ч*. Температурный коэффициент нуля составляет 1 *мв*/° С. При сопротивлении утечки сетки $R_с = 10^{11}$ *ом* шум в процессе работы значительно меняется, оставаясь в пределах (в пересчете на вход) 0,1—0,5 *мв*. Эти данные являются очень хорошими.

Вернемся к вопросу борьбы с дрейфом. Принятие рассмотренных выше мер снижает дрейф, но не устраняет его. При длительной работе электрометра уход нуля может оказаться недопустимо большим. Поэтому в процессе работы время от времени электрометр отключают и производят корректировку нуля. Так как ручное выполнение этой операции очень осложняет обслуживание установок с электрометрическими усилителями, то часто в усилители вводят дополнительные цепи, при помощи которых осуществляют автоматическую компенсацию дрейфа.

Остановимся вначале на периодической компенсации с отключением источника сигнала на время подстройки. Суть ее заключает-

ся в следующем. Если вход усилителя свободен (сигнала нет), то на его выходе будет только напряжение дрейфа, которое может быть записано как произведение $KU_{др}$, где K — коэффициент усиления усилителя, а $U_{др}$ — приведенное к входу напряжение дрейфа.

Чтобы выходное напряжение сделать равным нулю, на вход усилителя следует подать некоторое компенсирующее напряжение $U_к$. Его берут с выхода усилителя путем введения 100% отрицательной обратной связи (соединяя выход со входом). При этом приложенное к сетке лампы усилителя компенсирующее напряжение равно взятому с обратным знаком выходному напряжению, т. е. $U_к = -U_{вых}$, а так как $U_{вых} = K(U_к + U_{др})$, то

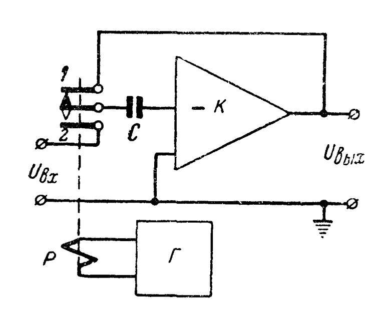


Рис. 20. Схема автоматической подстройки нуля.

$$U_к = -\frac{K}{1+K} U_{др}. \qquad (33)$$

При $K \gg 1$ $U_к = -U_{др}$.

Схема использования этого принципа показана на рис. 20. На входе усилителя имеется конденсатор C, который при помощи контактов реле P подключается попеременно к выходу усилителя и к источнику сигнала. В положении *1* контактов реле конденсатор в соответствии с формулой (33) заряжается до напряжения $U_к \approx -U_{др}$. Постоянная времени заряда определяется произведением емкости конденсатора на выходное сопротивление усилителя. В положении *2* вход усилителя через конденсатор подключается к источнику сигнала. На вход усилителя теперь действует сумма напряжений: измеряемого I_xR, на которое присутствие конденсатора не влияет из-за большой величины постоянной времени входной цепи, и напряжения $U_к$ на конденсаторе, равного по величине и противоположного по знаку приведенному напряжению дрейфа. Но напряжение дрейфа на выходе не остается постоянным, да и конденсатор с течением времени разряжается. Поэтому операции подстройки периодически повторяются через промежутки времени, задаваемые специальным генератором $Г$, от которого питается обмотка возбуждения реле. Очевидно, что чем чаще производится подстройка, тем меньше погрешности от дрейфа. Но при слишком частых переключениях большую роль начинают играть помехи, создаваемые контактами реле при переключениях.

Одним из недостатков рассмотренного метода является отключение электрометра от источника сигнала на время подстройки. Поэтому иногда применяют двухканальные усилители с переменной подстройкой каналов (когда усилитель в одном канале усиливает сигнал, второй канал подстраивается).

Компенсация дрейфа может быть осуществлена и непрерывно при помощи вспомогательного «бездрейфового» усилителя, в качестве которого используют обычно усилитель с контактным модуля-

тором или с виброконденсатором (для электрометрических усилителей).

Такие усилители обладают чрезвычайно малым дрейфом, но вместе с тем и малой полосой пропускания, что ограничивает их быстродействие, а тем самым и самостоятельное применение в системах автоматического регулирования и управления.

Схема усилителя с непосредственной связью, дрейф в котором автоматически компенсируется при помощи усилителя с прерыванием, приведена на рис. 21. Заметим, что в электрометрических усилителях тока вместо прерывания применяют периодическое измене-

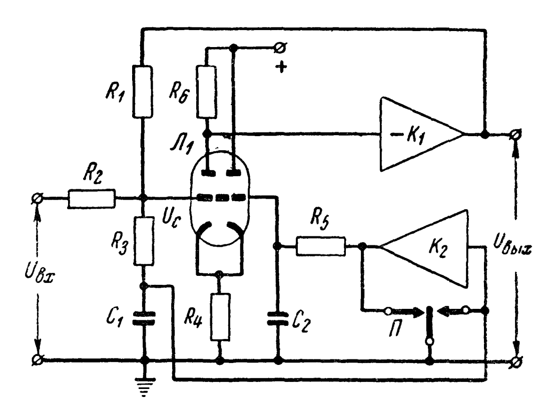


Рис. 21. Схема усилителя с непрерывной компенсацией дрейфа.

ние емкости конденсатора C_1 (виброконденсатора), а сопротивление R_2, необходимое для осуществления параллельной обратной связи, отсутствует, поскольку сопротивление самого источника тока велико.

Напряжение дрейфа, появляющееся на выходе основного усилителя с непосредственной связью (частью которого является и двойной триод $Л_1$), через сопротивление R_1 обратной связи подается снова на вход и заряжает емкость C_1. Напряжение на емкости модулируется при помощи прерывателя $П$ и после усиления вспомогательным усилителем переменного тока K_2 синхронно выпрямляется тем же прерывателем. Затем усиленное напряжение через фильтр R_5C_2, отделяющий переменные составляющие, поступает на сетку правого (по схеме) триода лампы $Л_1$. При этом приведенное напряжение дрейфа основного усилителя уменьшается в K_2 раз, где K_2 — коэффициент усиления вспомогательного усилителя.

Переменная составляющая тока сигнала усиливается только основным усилителем. Что же касается постоянной составляющей, то она, как и напряжение дрейфа, поступает на вход как основного, так и вспомогательного усилителей. Вспомогательный усилитель усиливает ее в K_2 раз, и на входе основного усилителя это напряжение складывается с уже имеющимся там напряжением U_c, давая

в результате входное напряжение U_c $(1+K_2)$. Выходное напряжение будет:

$$U_{\text{вых}} = -U_c(1+K_2)K_1. \qquad (34)$$

Таким образом, сигналы высоких частот усиливаются в K_1 раз, а низких в K_1 $(1+K_2)\approx K_1K_2$ раз, причем сигналы низких частот проходят предварительно через бездрейфовый усилитель и усиливаются им в K_2 раз, прежде чем попадают в усилитель с дрейфом. Общая отрицательная обратная связь через сопротивление R_1 делает коэффициент усиления практически независящим от частоты.

В широкополосных ламповых электрометрах с непрерывной автоматической подстройкой нуля при помощи динамических электрометров удается снижать дрейф до 5 *мкв/ч*. Этот остаточный дрейф определяется изменениями (в том числе температурными) контактной разности потенциалов в динамическом конденсаторе. Подобные электрометры с автоподстройкой имеют полосу пропускания от нуля до 20—30 *кгц* и позволяют измерять токи до 10^{-14} *а* с погрешностью порядка $\pm 1\%$.

6. ДИНАМИЧЕСКИЕ ЭЛЕКТРОМЕТРЫ

Как уже отмечалось, дрейф выходного напряжения присущ только усилителям с непосредственной связью. Усилители переменного тока лишены этого недостатка. Поэтому широкое распространение получили усилители постоянного тока с преобразованием входного сигнала в переменное напряжение. В электрометрах, в которых преобразование сигналов должно сочетаться с высокоомным входом, оно осуществляется периодическим изменением емкости специального конденсатора, включаемого во входную цепь усилителя и называемого динамическим или виброконденсатором. За электрометрами подобного типа укрепилось название динамических электрометров.

Встречается иногда и название «вращающийся вольтметр». Этим зачастую хотят подчеркнуть небольшое, чисто конструктивное отличие тех усилителей, в которых изменение емкости конденсатора происходит вследствие вращения роторных пластин, а не поступательно-возвратного движения обкладки.

Пусть к плоскому воздушному конденсатору с емкостью C_0 через нагрузочное сопротивление $R_н$ приложено напряжение U (рис. 22,*а*). Заряд на конденсаторе при этом будет $Q_0=C_0U$. При-

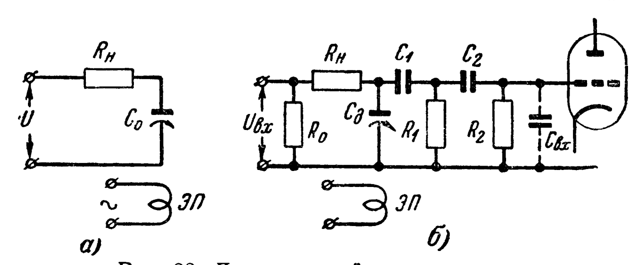


Рис. 22. Динамический электрометр.
а — схема к объяснению принципа его работы; *б* — полная схема входной цепи.

ведем одну из пластин конденсатора в движение при помощи, например, электромагнитного привода *ЭП* таким образом, чтобы расстояние d между пластинами менялось по синусоидальному закону:

$$d = d_0 + d_м \sin \omega t, \qquad (35)$$

где d_0 — расстояние, соответствующее среднему положению пластины, при котором емкость конденсатора равна C_0;

$d_м$ — наибольшее отклонение пластины от среднего положения.

Вспомним, что если площадь каждой пластины конденсатора S, а расстояние между пластинами d, то при диэлектрической проницаемости среды ε емкость конденсатора выражается формулой

$$C = \frac{\varepsilon S}{4\pi d}. \qquad (36)$$

Подставив сюда выражение (35), получим:

$$C = \frac{\varepsilon S}{4\pi (d_0 + d_м \sin \omega t)} = \frac{C_0}{1 + \frac{d_м}{d_0} \sin \omega t}. \qquad (37)$$

Если по сравнению с периодом колебаний $T = 2\pi/\omega$ пластины постоянная времени $R_нC$ велика, то при изменениях емкости конденсатор не успевает заметно перезаряжаться и заряд на нем остается все время постоянным и равным первоначальному, т. е. Q_0. Следовательно, мгновенное значение напряжения на динамическом конденсаторе будет определяться таким выражением:

$$U_д = \frac{Q_0}{C} = \left(1 + \frac{d_м}{d_0} \sin \omega t\right) U. \qquad (38)$$

Это напряжение имеет переменную синусоидальную составляющую, амплитуда которой пропорциональна входному напряжению.

Эффективность преобразования характеризуют коэффициентом (глубиной) модуляции, который равен отношению эффективного значения переменного напряжения $U_{д.эф}$ на конденсаторе к измеряемому напряжению постоянного тока:

$$m = \frac{U_{д.эф}}{U} = \frac{d_м}{\sqrt{2} d_0} = \frac{\Delta C}{\sqrt{2} C_0}. \qquad (39)$$

Наибольшего своего значения, равного 0,7, коэффициент модуляции достигает при $d_м = d_0$.

Полная схема входной цепи электрометра с динамическим конденсатором показана на рис. 22,*б*. Измеряемый ток, как обычно, протекает через большое образцовое сопротивление R_0. Создаваемое на нем падение напряжения через нагрузочное сопротивление $R_н$ подается на пластины динамического конденсатора $C_д$, переменное напряжение с которого через фильтр C_1R_1, C_2R_2 поступает на сетку входной лампы усилителя переменного тока. Фильтр в цепи сетки

служит для того, чтобы при медленных изменениях сеточного тока он не модулировался конденсатором. Все постоянные времени элементов фильтра значительно больше периода преобразования T.

На сетку лампы поступает не все переменное напряжение, появляющееся на динамическом конденсаторе. Действительно, сам динамический конденсатор можно рассматривать как источник переменного напряжения $U_{д.эф}$, имеющий внутреннее сопротивление емкостного характера $(1/\omega C_д)$ и работающий на внешнюю цепь, состоящую из емкостей C_1 и C_2 усилителя. Так как напряжение фильтра и входной емкости $C_{вх}$ делится обратно пропорционально емкостям, то эффективное значение напряжения на сетке лампы будет:

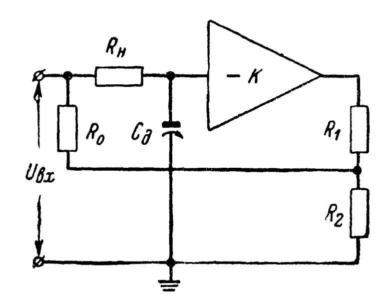


Рис. 23. Параллельная отрицательная обратная связь в динамическом электрометре.

1 — усилитель переменного тока с фазочувствительным выпрямителем.

$$U_{с.эф}=\frac{mU_x}{1+\frac{C_ш}{C_д}+\frac{C_ш}{C_1}+\frac{C_ш}{C_2}}. \tag{40}$$

В существующих устройствах $U_{с.эф}\approx 0{,}1\div 0{,}2U_{вх}$.

Из выражения (40) видно, что входная емкость усилителя должна быть малой. Поэтому в первом каскаде используют лампу с наибольшим отношением коэфициента усиления к входной емкости. Эта лампа не обязательно должна быть электрометрической. Уменьшение сопротивления утечки лампы не сказывается на чувствительности, потому что электрическая энергия, которая поступает для усиления на сетку лампы, не отбирается от источника измеряемого тока. Она получается в динамическом конденсаторе путем преобразования механической энергии движения обкладки.

Как и в ламповых, в динамических электрометрах применяют глубокую отрицательную обратную связь (рис. 23). При измерении электрических зарядов или токов по методу накопления заряда цепи обратных связей должны быть отключены, так как наличие связи даст возможность зарядам стекать с виброконденсатора.

Заряды могут быть измерены компенсационным способом (рис. 24,*а*). Здесь C_0 представляет собой образцовый конденсатор постоянной емкости. Перед началом измерений движок потенциометра R находится в правом (по схеме) положении. При этом емкости C_0 и $C_д$ соединены параллельно, а вольтметр V показывает нуль. Пусть теперь системе сообщен заряд Q_x. Он распределится следующим образом: $Q_0=Q_xC_0/C_0+C_д$ на конденсаторе C_0 и $Q_д=Q_xC_д/C_0+C_д$ на динамическом конденсаторе $C_д$. На выходе усилителя появится некоторое напряжение, пропорциональное напряжению $Q_д/C_д$.

Движок потенциометра вводят до тех пор, пока напряжение на выходе усилителя станет равным нулю. Это означает, что напряжение на динамическом конденсаторе в этот момент тоже равно нулю, т. е. имевшийся на нем заряд скомпенсирован зарядом про-

тивоположного знака, появившимся вследствие введения напряжения $U_к$. Так как по отношению к источнику напряжения конденсаторы C_0 и $C_д$ включены последовательно, то заряд на каждом конденсаторе от напряжения $U_к$ одинаков и равен $Q_к = U_к C_0 C_д / C_0 + C_д$. Приравнивая величины зарядов $Q_д$ и $Q_к$, получаем:

$$Q_x = U_к C_0. \tag{41}$$

В эту формулу не входят параметры динамического электрометра, который является в данном случае только индикатором нуля с очень высокоомным входом. Следовательно, нестабильность ко-

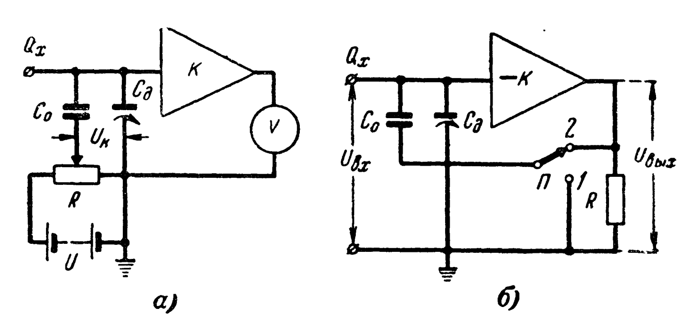


Рис. 24. Измерение зарядов и токов компенсационным методом при помощи динамического электрометра.

а — схема с ручным уравновешиванием; *б* — схема с автоматическим уравновешиванием.

эффициента усиления усилителя, непостоянство средней емкости виброконденсатора или пределов ее изменения не вносят погрешностей в результат измерения.

Процесс компенсации может быть сделан либо автоматическим, либо путем перемещения движка потенциометра двигателем, подобно тому, как это делается в автоматических самопишущих потенциометрах, либо при помощи 100% отрицательной обратной связи. Последний случай иллюстрируется схемой на рис. 24,*б*.

Пусть вначале переключатель *П* находится в положении *1*, и при этом системе из конденсаторов C_0 и $C_д$ сообщен заряд Q_x. Напряжение на выходе усилителя будет тогда $U_{вых} = -K Q_к C_0 C_д / C_0 + C_д$. После перевода переключателя в положение *2* напряжение $U_{вых}$ вызовет появление дополнительного заряда на динамическом конденсаторе $C_д$. Полный заряд теперь на нем будет:

$$Q_д = \frac{C_д}{C_0 + C_д} Q_x + \frac{C_0 C_д}{C_0 + C_д} U_{вых}. \tag{42}$$

С другой стороны, так как $U_{вых} = -K U_{вх} = -K Q_д / C_д$ величина заряда на динамическом конденсаторе может быть записана в форме

$$Q_д = -\frac{C_д}{K} U_{вых}. \tag{43}$$

Приравнивая правые части выражений (42) и (43), получаем:

$$Q_x = -\left(\frac{C_д}{K} + \frac{K+1}{K} C_0\right) U_{вых} \approx -C_0 U_{вых}, \qquad (44)$$

поскольку $K \gg 1$.

Измерение выходного напряжения усилителя не представляет каких-либо затруднений.

Важной особенностью динамических электрометров является их очень высокое входное сопротивление. Оно ограничивается лишь сопротивлением изоляции между пластинами виброконденсатора. Поэтому и чувствительность по току у этих электрометров может быть очень большой, так как даже слабый ток способен зарядить конденсатор до значительного напряжения.

Пусть, например, сопротивление изоляции равно 10^{15} *ом*, средняя емкость виброконденсатора $C_0 = 50$ *пф*, а порог чувствительности электрометра по напряжению составляет 50 *мкв*. Постоянная времени саморазряда при этом будет $10^{15} \cdot 50 \cdot 10^{-12} = 5 \cdot 10^4$ *сек*. Чтобы процесс саморазряда не влиял на результат, продолжительность заряда должна быть не более $5 \cdot 10^3$ *сек*. Тогда по формуле $I = CU/t$ найдем порог чувствительности по току: $I_{x\,мин} = 50 \cdot 10^{-12} \cdot 50 \cdot 10^{-6} \times \frac{1}{5} \cdot 10^{-3} = 5 \cdot 10^{-19}$ *a*, т. е. три электрона в секунду. Но из-за большого времени заряда практически воспользоваться такой чувствительностью невозможно.

Как и в любом другом электрометре, предельная чувствительность динамического электрометра определяется шумами входной цепи и дрейфом нуля. Основную роль играют тепловые шумы в цепи $R_0 C_д$. Шумы, обусловленные эффектом мерцания, при частоте модуляции в несколько сотен герц становятся пренебрежимо малыми. Дробовой шум сеточного тока чрезвычайно мал, так как полоса пропускания электрометра невелика.

Несмотря на то что усиление сигнала в динамическом электрометре ведется на переменном токе, в нем все же наблюдается некоторый остаточный дрейф. Причина этому лежит главным образом в изменении контактной разности потенциалов пластин динамического конденсатора, которая зависит от состояния их поверхностей. Поэтому, как правило, пластины динамического конденсатора полируют и золотят, а сам конденсатор помещают в вакуумноплотный кожух, наполненный вместо воздуха инертным газом, например аргоном. В менее ответственных случаях пластины покрывают коллоидальным графитом или делают из нержавеющей стали. В конструктивном отношении динамические конденсаторы очень сложны.

Величина дрейфа у динамических электрометров имеет порядок 5—10 *мкв/ч*. В них также возможно осуществить компенсацию дрейфа. В Институте автоматики и телемеханики Академии наук СССР был разработан динамический электрометр ЭСУ-1 с компенсацией дрейфа при помощи контактного переключателя, у которого дрейф нуля составляет всего 20 *мкв* за сутки. Его чувствительность к току 10^{-17} *a*, входное сопротивление 10^{16} *ом*, входная емкость 30 *пф*. Этот электрометр по праву может считаться лучшим из известных в настоящее время.

В заключение отметим, что динамические электрометры по важнейшим параметрам превосходят остальные типы электрометров. Но из-за сложности их изготовления и ограниченной полосы пропускания наряду с динамическими продолжают применять и совершенствовать также и другие типы электрометров, особенно ламповые.

ГЛАВА ВТОРАЯ

ИЗМЕРЕНИЕ БОЛЬШИХ СОПРОТИВЛЕНИЙ

7. ПРОВОДНИКИ И ДИЭЛЕКТРИКИ

Для измерения больших сопротивлений разработано значительное количество способов и схем. Конкретный выбор схемы определяется характером измеряемого сопротивления и предполагаемой его величиной, желаемой точностью результата, наличной аппаратурой и различными другими соображениями. Прежде чем перейти к описанию схем, целесообразно выделить и отдельно рассмотреть вопросы, имеющие достаточно общий характер.

По способности проводить электрический ток все материалы можно разделить на два больших класса — проводники и диэлектрики (электроизолирующие материалы). Промежуточное место занимает большая группа полупроводниковых материалов, которые в силу своих особых свойств выделяются в отдельный класс. Мы ими заниматься не будем.

При помощи проводников обеспечивают прохождение электрического тока по намеченным путям, а диэлектрики дают возможность разобщать отдельные проводники и препятствовать прохождению тока в нежелательных направлениях.

Отнесение материала к классу проводников или электроизоляционных материалов определяется только практикой его использования, тем назначением, которое этот материал выполняет в конкретной обстановке. Например, бумага в большинстве случаев применяется как изолятор. В то же время смоченная бумага рекомендуется в качестве электрода при измерении удельных сопротивлений. Выпускается и специальная проводящая бумага. Многие материалы, рассматриваемые обычно как изоляционные, при известных условиях, например сильном нагревании, показывают значительную проводимость. Это говорит о том, что резкой, принципиальной границы между проводниками и изоляторами нет.

Основной величиной, характеризующей способность материала проводить электрический ток, является его удельное сопротивление — сопротивление образца, имеющего длину, равную единице, и площадь поперечного сечения, также равную единице. Для проводников принято считать единицей длины метр, единицей поперечного сечения — квадратный миллиметр, а для диэлектриков — сантиметр и квадратный сантиметр соответственно. Поэтому удельные сопротивления проводников выражают в *ом · мм²/м*, а диэлектриков — в *ом · см*.

Проводники. Большие сопротивления, как правило, изготавливаются из проводящих материалов. Эти сопротивления разделяются на проволочные и непроволочные.

Проволочные сопротивления наиболее стабильны. Они изготавливаются из манганинового микропровода в стеклянной изоляции по республиканским (Молдавская ССР) техническим условиям РТУ МССР 642-62; негерметизированные типа МВС и герметизированные в керамических корпусах типа МВСГ.

Сопротивления с допустимой мощностью рассеяния 0,5 и 1 *вт* выпускаются на номиналы до 10 *Мом,* а с мощностью рассеяния 0,25 *вт* — до 2 *Мом.* По точности подгонки к номинальному значе-

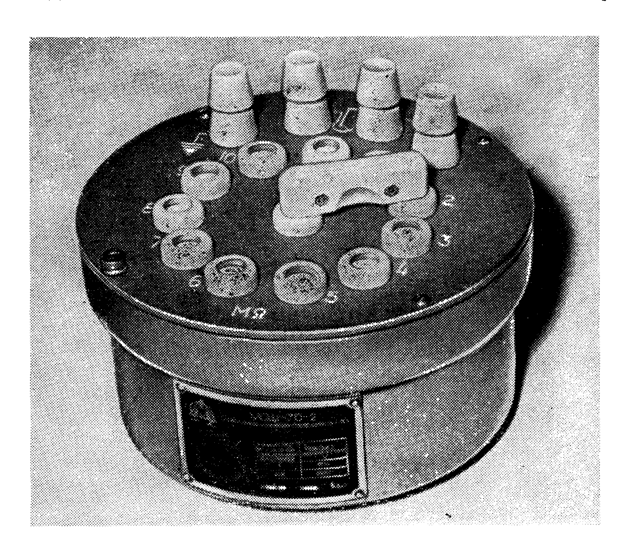


Рис. 25. Внешний вид магазина сопротивлений МСШ-70.

нию они разбиваются на три группы: ±0,03; ±0,05 и ±0,1%. По температурному коэффициенту они имеют три класса: А, Б и В. У первого температурный коэффициент $\pm 1{,}5 \cdot 10^{-5}$, у второго $\pm 3 \cdot 10^{-5}$ и у третьего $\pm 6 \cdot 10^{-5}$ 1/*град.* Последовательным соединенением сопротивлений можно набирать образцовые сопротивления до нескольких сотен мегом.

Из манганиновой микропроволоки выпускаются также магазины сопротивлений (декады) типа МСШ-70 (10×1, 10×10, 10×100 *Мом*) с основной допустимой погрешностью ±0,1%. Внешний вид такой декады показан на рис. 25.

Непроволочные сопротивления — наиболее распространенный вид высокоомных сопротивлений. Они бывают поверхностного и композиционного типов. Первые получаются нанесением на фарфоровое трубчатое основание тонкой проводящей пленки и по роду пленки разделяются на углеродистые (ВС, УЛИ, БЛП) и металлопленочные (МЛТ, МЛП). Второй тип образуется из плохопроводящих искусственных материалов на основе смесей проводника со связующим его диэлектриком. В зависимости от того, каковы проводящие и

связующие вещества, различаются углекерамические, лакосажевые, металлокерамические и другие сопротивления. Все высокомегомные (КЛМ, КММ, КВМ) и высоковольтные (КЛВ) сопротивления являются композиционными.

Непроволочные сопротивления отличаются сравнительно невысокой стабильностью. Они меняют свою величину под воздействием приложенного напряжения, окружающих условий (температуры и влажности), «стареют» со временем. Влияние этих факторов оценивается соответствующими коэффициентами, значения которых для разных типов сопротивлений можно найти в справочниках. Сопротивления типа КВМ, например, при изменении приложенного к ним наряжения от 10 до 100 *в* могут уменьшать свою величину на 5, а при увеличении напряжения до 300 *в* даже на 15%. Это говорит о том, что измерение непроволочных сопротивлений следует производить при том же напряжении, при котором они будут работать. Кроме того, нужно очень осторожно подходить к использованию непроволочных сопротивлений в качестве образцовых.

Диэлектрики. Сюда относятся все материалы, которые «не проводят» электрический ток, т. е. удельное сопротивление которых очень велико. Это янтарь, слюда, фарфор, парафин, древесина, различные смолы (полиэтилен, полистирол, фторопласт и т. п.).

Когда к диэлектрику приложено напряжение, через него все же протекает некоторый, хотя и малый ток, называемый током «утечки». Ток утечки протекает как по объему, так и по поверхности диэлектрика, в связи с чем различают объемное удельное сопротивление ρ_V и поверхностное удельное сопротивление ρ_S.

Объемное удельное сопротивление определяется материалом диэлектрика; его значение имеет порядок 10^8—10^{10} *ом·см* для сравнительно низкокачественных материалов (древесина, асбесто-цемент и др.), применяемых в малоответственных случаях, и 10^{16}—10^{18} *ом·см* для таких материалов, как янтарь, полистирол и т. п. Для газов (в том числе воздуха), если они не ионизированы, $\rho_V = 10^{19}$—10^{20} *ом·см*. Можно сказать, что «лучшая изоляция — отсутствие изоляции», понимая это в том смысле, что нужно обходиться наименьшим количеством монтажных колодок, держателей и т. п.

Поверхностное удельное сопротивление сильно зависит от состояния поверхности — ее чистоты, влажности и т. п. Оно может быть численно и равно объемному и гораздо меньше его.

Электрические свойства диэлектриков подвержены влиянию внешних условий. Как правило, с повышением температуры их сопротивление уменьшается. Увлажнение также снижает сопротивление, особенно у волокнистых материалов.

8. ОСОБЕННОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ СОПРОТИВЛЕНИЯ ИЗОЛЯЦИИ КОНДЕНСАТОРОВ

Помимо пассивной роли электрической изоляции, диэлектрики в конденсаторах играют еще и активную роль, увеличивая их емкость. Эта особенность диэлектриков связана с их способностью поляризоваться. Поляризация диэлектрика объясняется тем, что при создании в нем электрического поля происходит смещение зарядов по направлению к металлическим обкладкам конденсатора. В диэлектрике появляется наведенный электрический момент. Необ-

ходимость нейтрализовать действие зарядов диэлектрика («связать» их) вызывает приток дополнительного заряда на обкладки конденсатора. Емкость конденсатора в связи с этим возрастет, так как $C=Q/U$.

Способность диэлектрика поляризоваться в электрическом поле характеризуется его диэлектрической проницаемостью ε. Это число, показывающее, во сколько раз возрастет емкость вакуумного конденсатора, если пространство между его обкладками заполнить данным диэлектриком.

В одних диэлектриках поляризация происходит практически мгновенно (за время порядка 10^{-15}—10^{-12} *сек*), в других же дополнительно наблюдается явление замедленной поляризации (абсорбция заряда). Этот эффект не имеет никакого значения при обычных применениях конденсаторов в рекомендуемых условиях, и многие радиолюбители вообще не подозревают о его существовании. Но при измерении сопротивления изоляции конденсаторов и в некоторых других случаях замедленная поляризация является частой причиной недоразумений и ошибок в измерениях.

Обычно считается, что при заряде конденсатора от источника постоянного тока в его цепи протекает только зарядный ток, равный току смещения в диэлектрике:

$$I_C=\frac{U}{R}e^{-\frac{t}{RC}}, \tag{45}$$

а напряжение на обкладках конденсатора в соответствии с этим возрастает по закону

$$U_C=U\left(1-e^{-\frac{t}{RC}}\right), \tag{46}$$

где U — напряжение на зажимах источника тока;
R — сопротивление зарядной цепи.

Если бы, кстати, сопротивление R можно было сделать равным нулю, то время заряда конденсатора определялось бы временем поляризации (если считать вводы безындуктивными).

В реальном конденсаторе, помимо нормального зарядного тока I_c, определяемого формулой (45), существует аномальный зарядный ток (ток абсорбции) $I_а$, обусловленный замедленной поляризацией, и ток утечки $I_у$, вызванный сквозным движением ионов через толщу диэлектрика и утечкой по поверхности (рис. 26,*а*). Полный зарядный ток реального конденсатора равен сумме этих трех составляющих.

Схема замещения реального конденсатора с абсорбцией показана на рис. 26,*б*. Здесь C — емкость, которая обусловлена быстрой поляризацией и определяет ток I_C (время спадания тока I_C устанавливается постоянной RC); $C_а$ — абсорбционная емкость, определяющая ток $I_а$ (время спадания этого тока зависит от значения $C_а$ и некоторого фиктивного сопротивления $R_а$, формально характеризующего медленность спадания тока $I_а$); $R_{из}$ — сопротивление изоляции, соответствующее току утечки $I_у$.

Таким образом, конденсатор полностью заряжается не за время 3—4 RC, которое редко бывает более десятка секунд, а за

30—60 *мин* и даже дольше. При измерении сопротивления изоляции конденсатора значение этого сопротивления устанавливается не сразу, а возрастает в течение времени заряда абсорбционной емкости. Иногда этот эффект относят на счет постоянной времени входа измерительного прибора, но, как мы видели, это не так.

Принято измерение сопротивления изоляции производить через 1 *мин* после включения напряжения на конденсатор. Это сопротивление меньше того, которое соответствует установившемуся току утечки, и оно несколько условно.

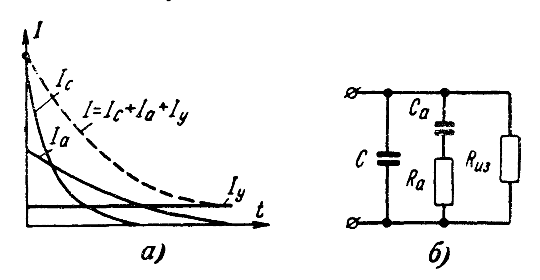


Рис. 26. К пояснению работы реального конденсатора.

а — составляющие тока при заряде конденсатора; *б* — приближенная схема замещения конденсатора.

Абсорбция заряда наиболее сильно сказывается у конденсаторов с различными бумажными диэлектриками и у слюдяных конденсаторов. Для примера были измерены сопротивления изоляции у нескольких конденсаторов. Вот что оказалось.

У слюдяного конденсатора КСО-3 емкостью 10 000 *пф* и рабочим напряжением 250 *в* при постоянной времени зарядной цепи $RC=1$ *сек* через 6 *сек* после прикладывания напряжения (когда зарядный ток уже равен нулю) сопротивление изоляции $1{,}5\cdot10^{11}$, через 11 *сек*—$3\cdot10^{11}$, через 48 *сек* — $6\cdot10^{11}$ и через 64 *сек* — $7\cdot10^{11}$ *ом*.

У бумажного конденсатора КБГ-М емкостью 0,02 *мф* и рабочим напряжением 600 *в* при постоянной времени 2 *сек* сопротивление изоляции через 11 *сек* — $3\cdot10^{10}$, через 30 *сек* — $7\cdot10^{10}$, через 110 *сек* — $1{,}2\cdot10^{11}$ и через 300 *сек* — $2\cdot10^{11}$ *ом*.

У бумажного конденсатора МБГО емкостью 10 *мф* и рабочим напряжением 500 *в* при постоянной времени 10 *сек* сопротивление изоляции через 55 *сек* — $1{,}5\cdot10^{8}$, через 123 *сек* — $3\cdot10^{8}$, через 515 *сек* — $5\cdot10^{8}$ и через 950 *сек* — $6\cdot10^{8}$ *ом*.

Если заряженный конденсатор с диэлектриком, обладающим замедленной поляризацией, разрядить, замкнув его зажимы накоротко на несколько секунд, то вскоре он снова окажется заряженным до напряжения, которое у бумажных конденсаторов может дойти до 7—9% первоначального. Объясняется это тем, что при сравнительно кратковременном разряде разряжается только емкость C, а заряды с $C_а$ стечь не успевают; они-то после размыкания зажимов конденсатора, перераспределяясь между емкостями C и $C_а$, и вызывают появление напряжения на конденсаторе. Напряжение это

будет сохраняться в продолжение многих часов и даже дней (так как постоянная времени абсорбции растет с уменьшением напряжения), пока не произойдет полного разряда конденсатора.

Следовательно, чтобы при измерении изоляции можно было получить воспроизводимые значения, перед началом измерений зажимы испытуемого конденсатора должны быть замкнуты накоротко в течение достаточно длительного времени (несколько часов).

Сопротивление изоляции конденсаторов заметно уменьшается с ростом температуры. Эта зависимость выражается эмпирической формулой

$$\lg R_2 = \lg R_1 - \beta (t_2 - t_1), \qquad (47)$$

где R_1 — значение сопротивления изоляции при температуре t_1, *Мом*;

R_2 — значение сопротивления изоляции при температуре t_2, *Мом*.

Значение коэффициента β для многих диэлектриков лежит в пределах 0,03—0,035. Для полиэтилена он несколько больше (0,04—0,045), а для слюды несколько меньше (0,010—0,015).

Перед измерением сопротивления изоляции конденсатора последний должен быть очищен от загрязнения. Если измеряется сопротивление изоляции между выводами и металлическим корпусом, то место подключения зажима к корпусу конденсатора нужно очистить от краски. Конденсатор должен быть помещен на площадку из изоляционного материала (керамики, парафина). Измерение сопротивления изоляции производят при напряжении источника постоянного тока в пределах от 100 до 500 *в*, но не выше рабочего напряжения конденсатора.

В некоторых схемах для измерения больших сопротивлений конденсатор является очень ответственным элементом, и сопротивление его изоляции имеет важнейшее значение. Наилучшим типом конденсатора в этом случае является воздушный. За неимением его рекомендуется использовать (по величине удельного сопротивления изоляции и отсутствию абсорбции) конденсаторы с диэлектриком из фторопласта, полиэтилена или полистирола, хотя последний и показывает небольшую замедленную поляризацию.

9. ОСОБЕННОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ УДЕЛЬНЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ ЭЛЕКТРОИЗОЛИРУЮЩИХ МАТЕРИАЛОВ

При измерении удельных сопротивлений электроизолирующих материалов надежность результата в значительной мере зависит от выбора материалов и формы электродов. Ввиду этого материалы и форма электродов стандартизованы (ГОСТ 6433-52).

Материал электродов должен обеспечивать хороший электрический контакт по всей поверхности сопротивления электрода с диэлектриком. Он не должен сам изменяться в условиях эксперимента и изменять свойства испытуемого диэлектрика, применение его не должно вызывать затруднений. Распространены фольговые, графитовые и бумажные электроды (последние для измерения ρ_S непригодны).

Фольга применяется алюминиевая отожженая толщиной не более 0,1 *мм*. Для улучшения соприкосновения ее с образцом поверх фольги накладывается мягкая резина, на которую ставится груз, создающий давление 100 *г/см*^{2}. Вместо нажатия через резину фольговые электроды можно притирать к поверхности образца с помощью трансформаторного масла.

Электроды могут быть образованы засыпкой тонкого (проходящего сквозь сито с размером ячейки не более 0,15 *мм*) порошка естественного графита. Электрод может быть получен и нанесением на образец суспензии порошка графита в дистиллированной или аммиачной воде. В простейшем случае можно нанести обычную черную тушь.

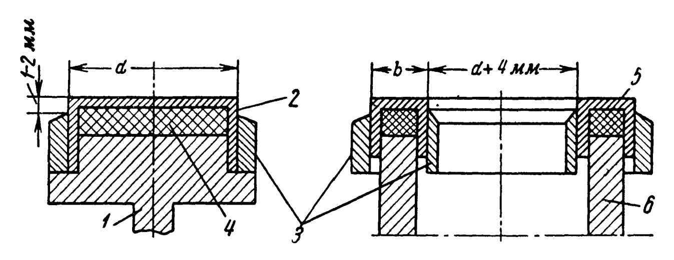


Рис. 27. Фольговые электроды.

а — высоковольтный и измерительный; *б* — охранный.
1 — металлический держатель электрода; *2* — диск из фольги; *3* — металлические кольца; *4* — резиновый диск; *5* — резиновое кольцо; *6* — металлический цилиндр.

Электрод можно изготовить и из фильтровального картона, пропитанного водой.

Раньше в качестве электрода применяли ртуть, обеспечивающую очень совершенный и надежный контакт по всей площади прилегания к образцу. Однако пары ртути чрезвычайно ядовиты, ввиду чего от ртути как электрода в настоящее время отказались.

Фольговый и графитовый электроды схематически показаны на рис. 27. При измерении на образец накладываются три электрода (рис. 28): высоковольтный, который подключается к источнику постоянного тока, измерительный, подключаемый к измерительному прибору или установке, и охранный, устраняющий влияние токов утечки. Роль охранного электрода более подробно рассмотрена дальше.

Высоковольтный и измерительный электроды устанавливают с противоположных сторон образца так, чтобы их центры совпали. Измерительный электрод, кроме того, устанавливают в центре охранного электрода с зазором в 2 *мм*. Измерительный электрод может иметь один из трех диаметров: 10, 25 или 50 *мм*. Тогда диаметр d высоковольтного электрода должен быть соответственно 20, 40 или 70 *мм*, а ширина b охранного электрода 2,5 или 10 *мм*.

Иногда определяют удельное внутреннее сопротивление $\rho_в$ материалов, главным образом слоистых (гетинакс, текстолит и т. п.), у которых проводимость вдоль слоев больше, чем поперек их. При этом применяют два металлических (медных, латунных или сталь-

ных) электрода, плотно вставляемых в просверленные в образце отверстия (рис. 28,*в*).

Для измерения удельных сопротивлений электроизоляционных лаков и эмалей их наносят на металлическое основание 100×100 *мм* в соответствии с ГОСТ 2256-59. Основанием служит высоковольтный электрод, а измерительный и охранный электроды применяются

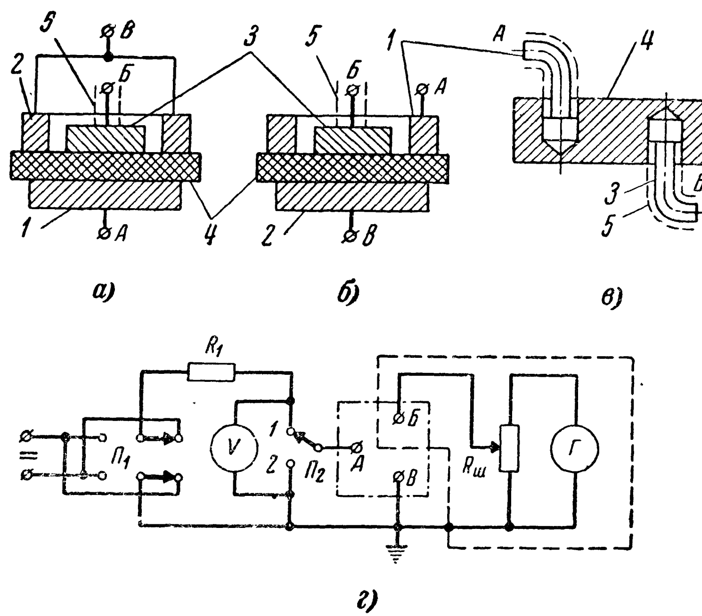


Рис. 28. Измерение удельных сопротивлений диэлектриков методом непосредственного отклонения.

а — схема наложения электродов при измерении объемного удельного сопротивления; *б* — то же при измерении поверхностного удельного сопротивления; *в* — то же при измерении удельного внутреннего сопротивления слоистых материалов; *г* — электрическая схема измерения.
1 — высоковольтный электрод; *2* — охранный электрод; *3* — измерительный электрод; *4* — образец; *5* — экран.

ный электрод, а измерительный и охранный электроды применяются фольговые. Определение удельных сопротивлений у пленок, не подвергающихся воздействию сред и повышенных температур, производят при наряжении 500 *в*. После воздействия различных сред и при повышенных температурах измерения производят при напряжении 250 *в*.

10. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ БОЛЬШИХ СОПРОТИВЛЕНИЙ

Способ непосредственного отклонения. При этом методе ток, протекающий через измеряемое сопротивление под воздействием известного напряжения, непосредственно определяется по чувствительному гальванометру, включенному последовательно с сопротивле-

нием. Напряжение на сопротивлении определяется по показанию включенного параллельно сопротивлению вольтметра. Величина искомого сопротивления находится на основании закона Ома делением напряжения на сопротивлении на величину протекающего через него тока. При измерении удельных сопротивлений учитывают также размеры и форму электродов.

В принципе такой способ не отличается от известного способа амперметра и вольтметра. Изменение названия связано лишь с заменой амперметра на гальванометр. Применительно к измерению удельных сопротивлений диэлектриков принято говорить просто об измерении удельных сопротивлений при помощи гальванометра.

Схема измерения удельного сопротивления диэлектриков по ГОСТ 6433-52 изображена на рис. 28,*г*. Образец здесь показан условно, буквенные обозначения соответствуют обозначениям на схемах включения электродов. Сопротивление R_1 — защитное, величиной не более 1 *Мом* (оно препятствует возникновению больших токов при пробое образца или случайном коротком замыкании), а $R_ш$ — шунтирующее сопротивление к гальванометру, которое должно иметь не менее пяти ступеней регулирования (с шунтовым числом n от 1/10 000 до 1/1). Напряжение на измеряемом сопротивлении измеряется вольтметром V, который должен быть электростатическим класса 2,5 или магнитоэлектрическим класса 0,5. Шкала вольтметра должна обеспечивать точность отсчета не менее 2%.

Гальванометр $Г$ — зеркальный, с динамической постоянной $C_д$ не более $1 \cdot 10^{-9}$ *а/мм*. Динамическую постоянную определяют на каждой ступени шунтового сопротивления. Для этого между точками $А$ и $Б$ включают образцовое сопротивление R_0 не менее 10^6 *ом*. При разных напряжениях U постоянного тока (до 1 000 *в*) замыкают переключателем $П_2$ цепь и наблюдают за отклонением α зеркальца гальванометра. Динамическую постоянную вычисляют каждый раз по формуле

$$C_д = \frac{Un}{R_0\alpha}. \qquad (48)$$

За окончательное значение принимают среднее арифметическое всех вычисленных значений.

Перед испытанием установка проверяется на отсутствие тока утечки. Для этого устанавливают переключатель $П_2$ в положение *1* и, не подключая образца, подают на установку напряжение (не менее 1 000 *в*) постоянного тока. Шунтирующее сопротивление переводят из положения 1/10 000 в положение 1/1. При отсутствии отклонения зеркальца гальванометра меняют полярность поданного на установку напряжения при помощи переключателя $П_1$. Если и при этом отклонения зеркальца гальванометра не последует, то, значит, тока утечки в установке нет.

Последовательность испытаний такова. Переключатель $П_1$ устанавливают в любое положение, переключатель $П_2$ в положение *1*, шунтирующее сопротивление в положение 1/10 000 и подают на образец напряжение. Затем шунтовое число шунтирующего сопротивления изменяют так, чтобы получить достаточное для отсчета отклонение зеркальца гальванометра, но не менее 1 *мм*. Отсчет производят через 1 *мин* после подачи на образец напряжения.

Сопротивление образца (между точками A и $Б$)

$$R_x = \frac{Un}{\alpha C_д}, \tag{49}$$

а удельные сопротивления рассчитываются по формулам:

для объемного (*ом·см*)

$$\rho_V = \frac{UnF}{C_д \alpha h}, \tag{50}$$

для поверхностного (*ом*)

$$\rho_S = \frac{Un2\pi}{C_д \alpha \ln \frac{d}{D}}, \tag{51}$$

для внутреннего (*ом·см*)

$$\rho_в = \frac{UnF}{C_д \alpha h \pi}, \tag{52}$$

где F — площадь измерительного электрода, *см*^{2};
D — диаметр измерительного электрода, *см*;
d — внутренний диаметр охранного электрода, *см*;
h — расстояние между измерительным и высоковольтным электродами, *см*.

Этот способ пригоден для измерения сопротивлений до 10^{11}—10^{12} *ом*, что соответствует при указанных формах образцов удельным объемным сопротивлениям 10^{13}—10^{14} *ом·см*. Сопротивления большей величины должны измеряться другими методами, например способом заряда конденсатора.

Магнитоэлектрические мегомметры. Тот же самый способ амперметра и вольтметра лежит в основе действия выпускаемых промышленностью мегомметров с непосредственным отсчетом. Они предназначены в основном для технических измерений сопротивления изоляции электрических цепей и очень удобны в производственной практике. Измерительный механизм в них, как правило, магнитоэлектрического типа (из-за его точности, малого собственного потребления, равномерности шкалы). Для определенного рабочего напряжения прибор градуируется непосредственно в единицах сопротивления. Для удобства пользования источник рабочего напряжения помещается прямо в корпусе прибора. Ввиду ограниченной чувствительности имеющихся измерительных механизмов рабочее напряжение мегомметров велико (до 2 500 *в*). Поэтому в промышленных мегомметрах источником тока служит обычно генератор постоянного тока, якорь которого приводится во вращение рукой. Для исключения влияния колебаний напряжения на зажимах генератора в мегомметрах используют двухрамочные (логометрические) измерительные механизмы.

На рис. 29 приведена схема мегомметра М1101. Измеряемое сопротивление подключают к зажимам *Л* и *З*. Ток от генератора *Г* с ручным приводом протекает через измеряемое сопротивление и одну из рамок прибора, которая при измерении больших сопротив-

лений включена последовательно с измеряемым сопротивлением (переключатель *П* в положении *1*), а при измерении средних значений — параллельно ему (переключатель в положении *2*). Эта рамка называется рабочей или вращающей.

Противодействующий момент создается не пружиной, а с помощью второй, противодействующей рамки, которая постоянно подключена параллельно генератору. Чтобы механизм мог нормально работать, рабочему зазору магнита придают к тому же особую конфигурацию.

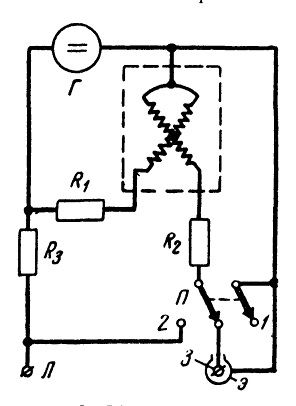


Рис. 29. Принципиальная схема мегомметра М1101.

При разомкнутых зажимах *Л* и *З*, что соответствует $R_x = \infty$, ток протекает только через противодействующую рамку. Сопротивление R_1 подбирается таким, чтобы подвижная система прибора устанавливалась в одном из крайних положений, которое и отмечается на шкале знаком ∞. При замыкании зажимов накоротко ток проходит и через рабочую рамку. Числа витков рамок и сопротивление таковы, что подвижная часть устанавливается в другом крайнем положении, отмечаемом на шкале знаком 0. Между ними располагаются промежуточные значения сопротивлений.

Если при измерении некоторого сопротивления напряжение генератора несколько отклонится от номинального, то из-за уменьшения тока в рабочей рамке уменьшится вращающий момент, но одновременно уменьшится и противодействующий момент; равновесие их не нарушится, не изменятся и показания. Предусматривается, что показания остаются правильными в пределах $\pm 1\%$ от длины шкалы при изменении скорости вращения ручки генератора от 120 (номинальное значение) до 90 *об/мин*.

Приборы ранних выпусков были снабжены дополнительным зажимом *Э*, к которому подключали охранное кольцо (экран) на сопротивлении, чтобы отвести токи утечки по поверхности сопротивления мимо измерительного механизма.

Мегомметры М1101 изготовляются в трех вариантах: 1) с рабочим напряжением 100 *в*, верхним пределом 100 *Мом*, рабочей частью шкалы 0,01—20 *Мом*; 2) с рабочим напряжением 500 *в*, верхним пределом 500 *Мом*, рабочей частью шкалы 0,05—100 *Мом*; 3) с рабочим напряжением 1 000 *в*, верхним пределом 1 000 *Мом*, рабочей частью шкалы 0,2—200 *Мом*. Основная погрешность в рабочей части шкалы составляет 1% от длины рабочей части шкалы. Внешний вид мегомметра М1101 показан на рис. 30.

Промышленностью выпускаются также мегомметры М1102 (искробезопасные) и МС-06. Последний имеет три предела измерения (100, 1 000 и 10 000 *Мом*); рабочее напряжение, создаваемое его генератором, составляет 2 500 *в*.

Потенциометрические схемы. Очень распространено измерение больших сопротивлений при помощи потенциометрических схем. Пределы измерения при этом могут быть гораздо бо́льшими, а аппаратура прочнее и надежнее, чем при способе непосредственного

отклонения. В большинстве промышленных мегомметров и тераомметров (МОМ-2М, МОМ-3, МОМ-4) используется потенциометрический способ.

Измеряемое R_x и образцовое (говорят еще «калиброванное») R_0 сопротивления образуют делитель, питаемый от стабильного источника постоянного напряжения U (рис. 31). Падение напряжения на образцовом сопротивлении измеряют вольтметром V с высоким входным сопротивлением. При определенном значении напряжения

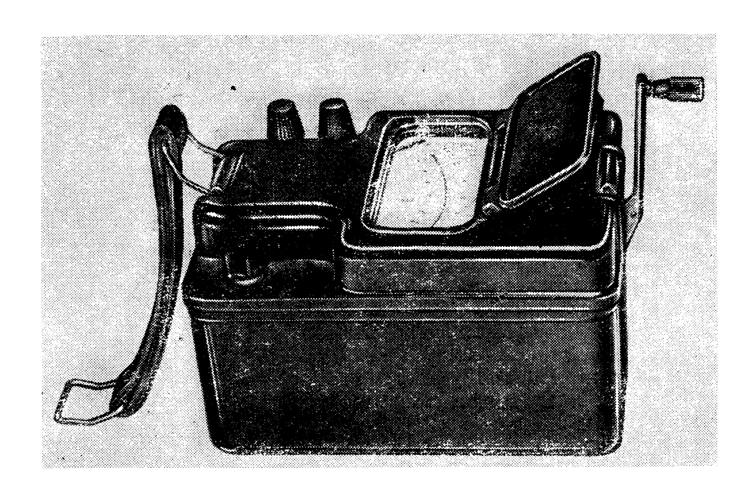


Рис. 30. Мегомметр М1101.

U каждому показанию u вольтметра соответствует вполне определенное значение измеряемого сопротивления

$$R_x = \frac{U - u}{u} R_0 \tag{53}$$

и вольтметр может быть отградуирован в единицах сопротивления. Переключение шкал осуществляют переключением сопротивлений R_0.

Чтобы не делать сопротивление R_0 чрезмерно большим, отношение $U/u_{\text{макс}}$ (рабочего напряжения к пределу измерения вольтметра) следует брать возможно большим. Оно обычно равно 100—1 000. Поэтому без заметной погрешности u в числителе правой части формулы (53) можно опустить. Тогда

$$R_x = \frac{U}{u} R_0. \tag{54}$$

При осуществлении потенциометрического способа измерения возникают две проблемы: изготовления стабильного образцового со-

противления и выбора высокоомного и чувствительного вольтметра. На больших пределах измерения сопротивления R_0 могут быть только непроволочными. Потенциометрические схемы различаются лишь по способу измерения напряжения на образцовом сопротивлении. Это напряжение, например, в простейшем случае может быть измерено с помощью вольтметра электростатической системы. Наиболее пригоден для этого вольтметр С-95 на 30 *в* (рис. 32).

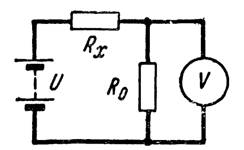


Рис. 31. Потенциометрическая схема измерения сопротивлений.

Сопротивление изоляции электростатических вольтметров очень велико, хотя, заметим, техническими условиями лишь предусматривается, что оно должно быть не менее 10 *Мом* (его легко установить по скорости саморазряда собственной емкости вольтметра). Оно сильно зависит от влажности. Для примера было измерено сопротивление изоляции одного из таких вольтметров. При 18° С и относительной влажности 88% оно оказалось равным $3{,}4 \cdot 10^{15}$ *ом*. После того как вольтметр был подсушен в тече-

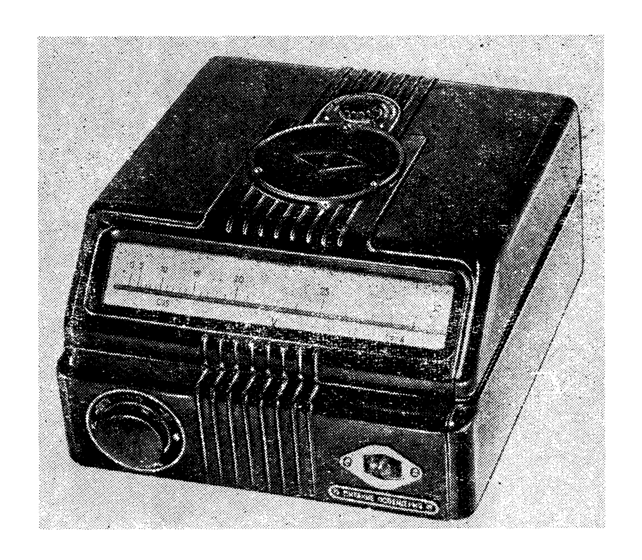


Рис. 32. Вольтметр С-95.

ние часа в потоке воздуха, имеющего температуру 30° С и относительную влажность 55%, сопротивление его изоляции поднялось до $1{,}34 \cdot 10^{17}$ *ом*. Так как первая отсчетная точка вольтметра 5 *в*, то при образцовом сопротивлении 10^{13} *ом* и рабочем напряжении 1 000 *в* могут быть измерены сопротивления до $1\,000 \cdot 10^{13}/10 = 10^{15}$ *ом*.

Напряжение на сопротивлении R_0 чаще всего измеряют при помощи ламповых усилителей, собираемых самостоятельно, или серий-

ных (например, ЭМУ-3). Входная лампа измерительного устройства должна быть электрометрической или обычной, но с использованием в электрометрическом режиме. Большие достоинства имеет компенсационный способ измерения напряжения на сопротивлении R_0, когда лампа является лишь указателем равновесия. В такой схеме влияние нелинейности характеристики сеточного тока и случайных изменений сопротивлений изоляции в самой установке гораздо меньше, чем в схемах, где усилитель просто передает напряжение с R_0 на показывающий прибор.

Упрощенная компенсационная схема с ручным уравновешиванием изображена на рис. 33,*а*. В отличие от обычной схемы измере-

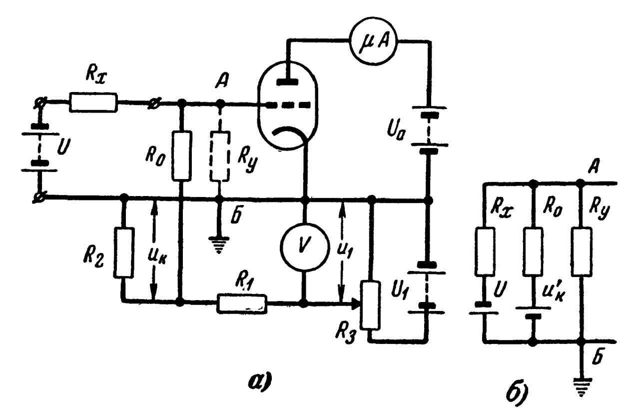


Рис. 33. Измерение сопротивления компенсационнным методом с ручным уравновешиванием.

а — схема измерения; *б* — схема входной цепи для расчета влияния утечек.

ния делитель, состоящий из испытуемого сопротивления R_x и образцового R_0 (оно же является сопротивлением утечки сетки лампы), подключен не к общей точке схемы, а к отводу вспомогательного низкоомного делителя. Последний образован сопротивлениями R_1 и R_2 и подключен к движку потенциометра R_3, питаемого от постороннего источника постоянного тока (если источник анодного питания достаточно стабилен, то потенциометр R_3 может питаться и от него).

Напряжение $u_к$ на сопротивлении R_2 является компенсирующим. Оно может быть определено по показанию u_1 вольтметра V, умноженному на R_2/R_1+R_2. Полярности включения источников рабочего и компенсирующего напряжений должны быть противоположны.

В отсутствие сигнала на сетке лампы (рабочее напряжение U не подано и движок потенциометра R_3 находится в верхнем по схеме положении) в анодной цепи протекает некоторый ток, отмечаемый по микроамперметру μA (последний желательно подобрать таким, чтобы начальному анодному току соответствовало отклонение стрелки по возможности на всю шкалу). При включении рабочего напряжения потенциал сетки лампы изменится за счет протекания

через сопротивление R_0 тока $I_x \approx U/R_x$ и возможного изменения тока сетки. Изменение потенциала сетки лампы обнаруживается по изменению ее анодного тока. Выводя движок потенциометра R_3, анодный ток возвращают к первоначальному значению, что будет свидетельствовать о восстановлении исходного потенциала сетки. При этом $u_к = I_x R_0$. Подставив сюда значение I_x и разрешив равенство относительно R_x, получим снова формулу (54) с той лишь разницей, что применительно к схеме на рис. 33,*а*

$$u = u_к = u_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (55)$$

Так как потенциал сетки вернулся к начальному значению, вернулся к прежней величине и сеточный ток. А, стало быть, нелинейность его характеристики никаких искажений не внесет.

Посмотрим теперь, что произойдет, если сопротивление изоляции между сеткой и «землей» (точки *А* и *Б*) почему-либо резко уменьшится. Для простоты будет считать, что начальный потенциал сетки равен нулю. Когда сопротивление изоляции много больше, чем R_0, компенсирующее напряжение

$$u_к = U \frac{R_0}{R_x}. \quad (56)$$

Предположим, что между точками *А* и *Б* появилась дополнительная утечка, действие которой отображено сопротивлением $R_у$. Теперь на сетку лампы поступает меньший сигнал, потому что эквивалентное сопротивление утечки сетки равно уже параллельному соединению сопротивлений $R_у$ и R_0. Но на сетку поступает и меньшее компенсирующее напряжение, так как оно делится между сопротивлениями R_0 и $R_у$. Чтобы рассчитать, чему же должно быть равно в этом случае компенсирующее напряжение $u'_к$, перерисуем входную цепь лампы с учетом сопротивления утечки $R_у$ в более наглядной форме (рис. 33,*б*). Пользуясь законами Кирхгофа, легко получить выражение для потенциала сетки лампы, т. е. точки *А* относительно «земли» (точки *Б*):

$$U_с = \frac{(u'_к R_x - U R_0) R_у}{R_x R_у + R_x R_0 + R_у R_0}. \quad (57)$$

Так как начальным значением потенциала сетки мы приняли потенциал «земли», т. е. нуль, то, приравнивая $U_с$ нулю и подставляя $u_к = U R_0 / R_x$, получим $u'_к = u_к$. Следовательно, изменение сопротивления изоляции важнейшей точки в схеме (сетки лампы) относительно «земли» никаких погрешностей в результат не вносит.

Нелишне будет указать, что из предыдущих рассуждений вовсе не следует, что ток сетки лампы совершенно не влияет на работу компенсационных схем. При значительных сопротивлениях R_0 схема может оказаться неустойчивой в работе. Кроме того, произвольные во времени изменения падения напряжения, создаваемого током сетки на этом сопротивлении, ограничивают порог чувствительности схемы. Имеется и ряд других нежелательных последствий протека-

ния через сопротивление R_0 сеточного тока. Поэтому ток сетки лампы должен быть снижен настолько, насколько это возможно.

Возникновение утечек с сетки лампы на землю, не вызывая прямых погрешностей, как это имело место в простой схеме на рис. 33, может вызвать погрешности из-за того, что при уменьшении сигнала чувствительность схемы окажется недостаточной, нестабильность величины утечки приведет к хаотическим колебаниям стрелки прибора, затрудняя компенсацию и т. д. Поэтому сопротив-

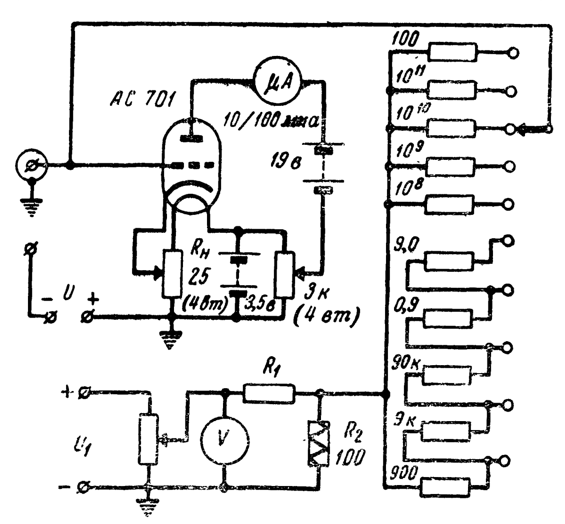


Рис. 34. Принципиальная схема мегомметра компенсационного типа.

При $U=100$ *в*, $R_{x\,макс}=10^{17}$ *ом*.

ление изоляции должно быть настолько высоким, чтобы его шунтирующим действием можно было в любом случае пренебречь.

В качестве примера на рис. 34 приведена схема компенсационного мегомметра, которая была опубликована в одном из иностранных журналов и, судя по описанию, имеет хорошие данные.

Используемая в этом устройстве лампа АС701 (триод с батарейным питанием и отдельным выводом сетки) имеет следующие параметры: $U_н=4$ *в*; $I_н=0{,}105$ *а*; $U_а=40$ *в*; $U_с=-1{,}6$ *в*; $I_а=0{,}5$ *ма*; $S=0{,}7$ *ма/в*; $\mu=15{,}4$. Аналогичной лампы среди отечественных нет, но подобная схема может быть с успехом построена на любой электрометрической лампе или же на приемно-усилительной лампе в электрометрическом режиме. В данной схеме лампа работает при пониженном анодном (19 или 25 *в*) и накальном (3,5 *в*) напряжениях в режиме «плавающей сетки». Нужное для этого напряжение на сетку снимается с движка потенциометра $R_н$, включенного в цепь накала лампы.

При напряжении анода $U_а=25$ *в*, напряжении сетки $U_с=-1{,}6$ *в* и токе анода $I_а=100$ *мка* входное сопротивление лампы $R_{вх}=$

$=33$ *Гом*, а при $U_а=19$ *в*, $U_с=1,6$ *в* и $I_а=10$ *мка* входное сопротивление $R_{вх}=6$ *Том*. Уход нуля за 24 *ч* непрерывной работы менее 10^{-19} *вт* в пересчете на вход. Другими словами, на наибольшем пределе измерения, когда $R_0=10^{11}$ *ом*, потенциал сетки за сутки меняется на 0,1 *мв*. Следовательно, при рабочем напряжении $U=1\,000$ *в* с помощью рассматриваемой схемы можно почувствовать сопротивление в 10^{18} *ом*. Однако для этого в анодную цепь лампы нужно включать гальванометр, компенсируя начальный анодный ток при помощи дополнительной незаземленной батареи, так как иначе изменение анодного тока, вызванное столь малым сигналом на сетке, останется незамеченным.

Сопротивление R_2 должно быть проволочным, а R_1—магазином сопротивлений. Все устройство тщательно экранируется от влияния внешних электростатических полей и защищается от попадания пыли, влаги и света. При конструировании мегомметра по этой схеме должны соблюдаться правила, общие для всех электрометрических схем.

Мегомметры с ручным уравновешиванием являются сугубо лабораторными; обслуживание их сложно, они легко повреждаются, измерения с ними занимают много времени. Поэтому в мегомметрах, предназначаемых для использования не только в лабораторной, но и в производственной практике, вместо ручного используют автоматическое уравновешивание, осуществляя это путем применения электронных автокомпенсационных схем. Лампа при этом заменяется усилителем постоянного тока почти со 100%-ной отрицательной обратной связью с выхода усилителя на сетку первой лампы через сопротивление R_0. Выходное напряжение такого усилителя равно падению напряжения на этом сопротивлении.

Примером мегомметра, в котором ток через испытуемое сопротивление измеряют с помощью автокомпенсационной схемы, может служить выпускаемый нашей промышленностью тераомметр МОМ-4. Это очень удобный и надежный прибор. Схема его приведена на рис. 35, а его внешний вид показан на рис. 36.

Усилитель постоянного тока имеет два каскада: каскад усиления напряжения на лампе $Л_1$ и катодный повторитель на лампе $Л_2$. Оба они балансного типа, что повышает стабильность нулевого отсчета и упрощает межкаскадную связь. Напряжение обратной связи подается на сетку лампы $Л_{1а}$ через одно из образцовых сопротивлений R_2—R_8 (или через сопротивление калибровки R_1, R_9).

Поскольку ток I_x при измерении больших сопротивлений мал и ток сетки лампы $Л_{1а}$ мог бы явиться причиной погрешностей, эта лампа работает в режиме «плавающей сетки». Этот режим устанавливается изменением напряжения анодного питания при помощи переменного сопротивления R_{10}.

Если установка произведена правильно, то при переключении пределов измерения положение стрелки выходного прибора не меняется.

Баланс (равенство потенциалов катодов ламп $Л_{2а}$ и $Л_{2б}$) устанавливают грубо потенциометром R_{11} и точно потенциометром R_{12}. Отклонения стрелки прибора при этом нет, что соответствует бесконечно большому сопротивлению R_x или, другими словами, отсутствию сигнала на входе. Ручка потенциометра R_{12} выведена на лицевую панель и обозначена как «Установка ∞».

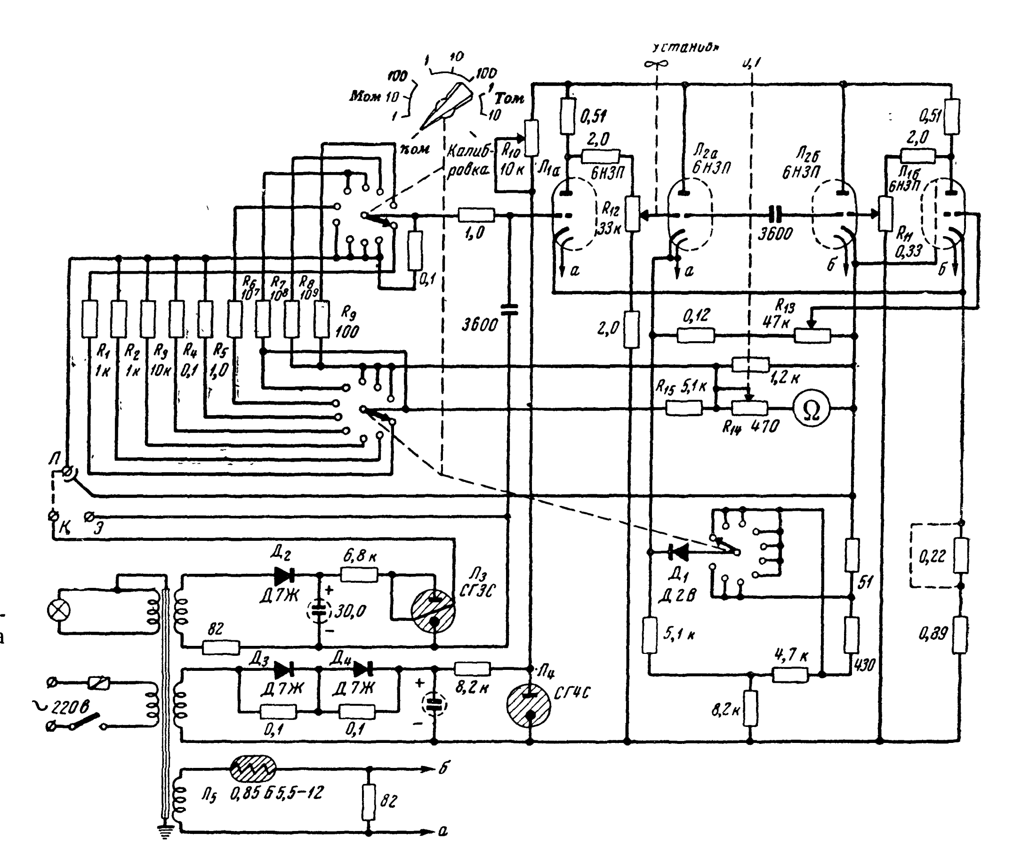


Рис. 35. Принципиальная схема тераомметра МОМ-4.

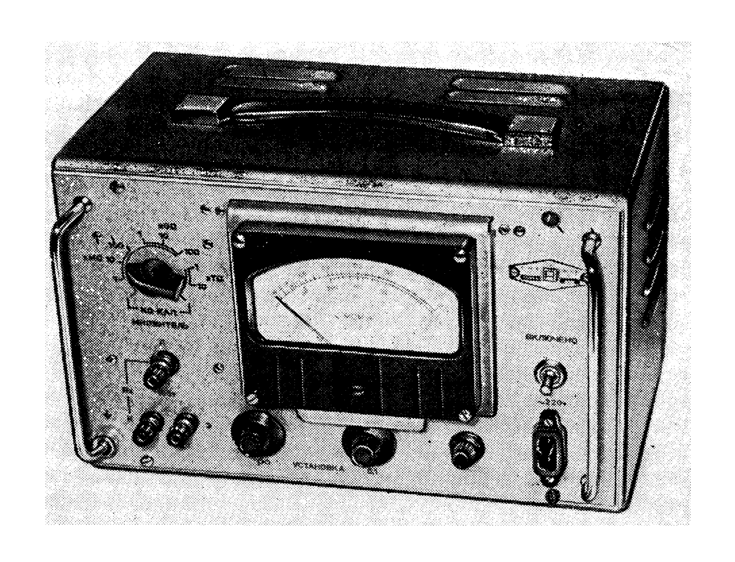


Рис. 36. Тераомметр МОМ-4.

Чувствительность прибора устанавливают грубо потенциометром R_{13} и точно переменным сопротивлением R_{14}. Ручка последнего выведена на лицевую панель и обозначена как «Установка 0,1».

Диод $Д_1$ служит для защиты стрелочного прибора Ω от перегрузок. В нормальных условиях он имеет отрицательное смещение и заперт. При перегрузках же потенциал катода лампы $Л_{2а}$ падает, диод открывается и шунтирует прибор.

Источником рабочего напряжения, подаваемого на делитель, служит стабилитрон $Л_3$, питаемый от отдельного незаземленного выпрямителя на диоде $Д_2$.

Сопротивление R_x подключают к зажимам *Л* и *К*. Зажим *Э* служит для подключения, например, охранного электрода при измерении удельных сопротивлений диэлектриков.

Перед началом измерений производят калибровку тераомметра. Для этого переключатель пределов измерения ставят в одно из крайних положений (правое, если измерения будут производиться на пределах *Том* $\times$ 1 и *Том* $\times$ 10 и левое для всех остальных пределов). При разомкнутых зажимах *Л* и *К* устанавливают стрелку прибора на отметку ∞, затем, замкнув эти зажимы накоротко, на отметку 0,1. После этого переключатель пределов измерения переводят в нужное положение.

Необходимость в отдельной позиции переключателя для калибровки на пределах *Том* $\times$ 1 и *Том* $\times$ 10 связана с тем, что на этих пределах сигнал в 10 раз слабее, чем на остальных. Действительно, на пределе *Том* $\times$ 1 образцовое сопротивление оставлено тем же самым, что и на предыдущем пределе *Мом* $\times$ 100, а именно, 100 *Мом*, вместо того, чтобы быть 10^9 *ом*, а на пределе *Том* $\times$ 10 оно 10^9,

а не 10^{10} *ом*. Объясняется это стремлением полностью устранить влияние тока сетки. Но на этих пределах должна быть соответственно повышена и чувствительность усилителя, что осуществляется замыканием накоротко сопротивления R_{15} при помощи того же переключателя пределов измерения.

Завод-изготовитель дает следующие значения основных погрешностей: на пределах *ком*, *Мом* $\times$ 1, *Мом* $\times$ 100, *Гом* $\times$ 1 — не более $\pm 1{,}5\%$; на пределе *Гом* $\times$ 10 — не более $\pm 2{,}5\%$; на пределах *Гом* $\times$ $\times$ 100 и *Том* $\times$ 1—не более $\pm 10\%$; на пределе *Том* $\times$ 10—не более $\pm 20\%$ от максимальной длины шкалы. На участке от 10 *Том* до 100 *Том* точность не гарантируется.

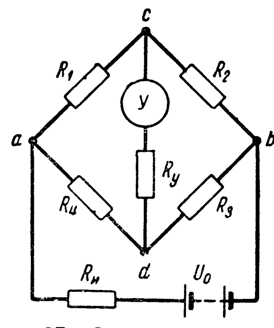


Рис. 37. Схема четырехплечего моста.

Мостовые методы измерения. Мостовые методы относятся к числу наиболее совершенных и точных приемов электрических измерений. Погрешности результатов, получаемых при помощи мостовых схем, могут быть очень малыми (в специальных установках — порядка тысячных долей процента). Но реализация положительных свойств мостовых методов при измерениях больших сопротивлений не встречает особых затруднений до тех пор, пока величина сопротивления не превышает 10^5—10^6 *ом*. Эти значения и являются верхними пределами измерения серийных технических и лабораторных мостов. С увеличением измеряемого сопротивления погрешности измерения чрезмерно возрастают из-за снижения чувствительности моста, влияния токов утечки через изоляцию и трудностей выбора удовлетворительных элементов схемы и мостовой метод теряет свои преимущества.

Специальным образом сконструированные мосты дают возможность измерения сопротивлений до 10^{10}—10^{11} *ом* с относительной погрешностью не хуже 0,1—1% (меньшие сопротивления могут быть измерены с соответственно меньшей погрешностью). Нужное значение чувствительности моста при этом обеспечивается как повышением напряжения питания моста (до 500—1 000 *в*), так и выбором таких условий его работы, которые близки к оптимальным. Найдем эти условия.

Схема четырехплечего моста изображена на рис. 37. В интересующих нас случаях внутренним сопротивлением источника питания моста почти всегда можно пренебречь, поэтому в дальнейшем будем полагать $R_и=0$. Тогда ток в диагонали указателя *У* моста, как известно, определяется следующим выражением:

$$I_у = U_0 \frac{R_1R_3 - R_2R_4}{R_у(R_1+R_2)(R_3+R_4) + R_1R_2(R_3+R_4) + R_3R_4(R_1+R_2)}. \quad (58)$$

Отсутствие тока в указателе равновесия означает, что мост уравновешен, т. е. выполнено соотношение $R_1R_3=R_2R_4$, откуда и можно

найти сопротивления в любом плече моста по известным трем другим.

Будем считать, что объектом измерения является сопротивление в первом плече, т. е. R_1. Образцовое сопротивление может быть включено в любое из трех остальных плеч (оно образует так называемое плечо сравнения). Пусть в нашем случае им будет R_2. Сопротивления двух оставшихся плеч R_3 и R_4 являются вспомогательными. Их называют плечами отношения и по ним судят о соотношении между измеряемым и образцовым сопротивлениями.

Для плавного уравновешивания моста хотя бы одно из его плеч должно быть сделано переменным. Обычно переменным делают образцовое сопротивление, а сопротивления плеч отношения могут быть постоянными или в многопредельных мостах их меняют скачкообразно. Но, конечно, можно сделать меняющимися и плечи отношения, а образцовое сопротивление выполнить постоянным.

Значение искомого сопротивления определяется из условий равновесия моста

$$R_1 = R_2 \frac{R_4}{R_3}. \tag{59}$$

Чтобы зафиксировать состояние равновесия, необходимо убедиться в отсутствии тока через указатель. Но отклонение сопротивления какого-либо плеча моста от его значения, соответствующего состоянию равновесия, будет отмечено, если только вызванные этим отклонением ток или напряжение небаланса превысят порог чувствительности указателя равновесия. Поэтому всякий мост имеет некоторую область нечувствительности, и соответствующие границам этой области изменения измеряемого сопротивления составляют погрешность от нечувствительности. Для ее уменьшения нужно снижать порог чувствительности указателя с одной стороны и повышать чувствительность самой схемы с другой.

В зависимости от того, судим ли мы о состоянии моста по току в диагонали указателя (нулевой указатель малого сопротивления, например гальванометр) или по напряжению между узлами диагонали указателя (нулевой указатель с очень большим входным сопротивлением, например электрометрический усилитель), нас интересует чувствительность моста по току или напряжению.

Рассмотрим вначале условия получения наивысшей чувствительности моста по току. Под нею для уравновешенных мостов понимают отношение тока в диагонали указателя к вызвавшему его приращению (обычно относительному) измеряемого сопротивления.

Пусть мост уравновешен, так что $R_1R_3=R_2R_4$ и в диагонали указателя ток отсутствует. Если теперь сопротивление R_1 несколько изменится и станет $R_1+\Delta R_1$, то в диагонали указателя появится некоторый ток $\Delta I_у$, величину которого нетрудно получить из выражения (58):

$$\Delta I_у = U_0 \frac{\Delta R_1 R_3}{R_у (R_1 + R_2)(R_3 + R_4) + R_1R_2 (R_3 + R_4) + R_3R_4 (R_1 + R_2)}. \tag{60}$$

В знаменателе этого выражения мы пренебрегли величиной ΔR_1, считая $\Delta R_1 \ll R_1$.

Если сопротивление указателя мало и выполняются соотношения

$$R_У \ll \frac{R_1R_2}{R_1+R_2} \quad и \quad R_У \ll \frac{R_2R_4}{R_2+R_4}, \tag{61}$$

о уравнение (60) можно привести к виду:

$$\Delta I_У = U_0 \frac{\frac{\Delta R_1}{R_1}}{R_1\left(1+\frac{R_4}{R_1}\right)\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)}. \tag{62}$$

Отсюда видно, что чувствительность моста будет тем выше, чем меньше сопротивления R_2 и R_4 по сравнению с измеряемым. Дополнительный учет сопротивления $R_У$ дает следующие оптимальные соотношения сопротивлений плеч моста:

$$R_2 = \sqrt{R_1R_У}; \quad R_3 \ll R_1; \quad R_4 \ll R_1. \tag{63}$$

Практически, конечно, можно говорить лишь о некотором приближении к этим соотношениям. Но чувствительность моста в области, близкой к оптимальным условиям, меняется не очень резко.

Таким образом, для условий, близких к оптимальным, выражение (62) принимает следующий вид:

$$\Delta I_У = U_0 \frac{\Delta R_1}{R_1} \cdot \frac{1}{R_1}. \tag{64}$$

Если понимать под $\Delta I_У$ порог чувствительности указателя, а под $\Delta R_1/R_1$ заданную погрешность от нечувствительности, последнее соотношение может служить расчетным при выборе гальванометра и напряжения питания по предельному измеряемому сопротивлению.

Пусть, например, мост рассчитывается для измерения сопротивлений до 10^{10} *ом* с погрешностью от нечувствительности на верхнем пределе измерения 1%. Выбрав указателем равновесия гальванометр типа М-21 с постоянной по току $1{,}5 \cdot 10^{-9}$ *а* на деление и считая пределом чувствительности отклонение светового указателя гальванометра на одно деление, т. е. $1{,}5 \cdot 10^{-9}$ *а*, напряжение питания моста должно быть установлено не менее $U_0 = 10^2 \cdot 1{,}5 \cdot 10^{-9} \cdot 10^{10} = 1\,500$ *в*.

Сопротивления меньшей величины будут измерены с большей точностью, и соответствующая прямая пропорциональность нарушается лишь в связи с возникающими нарушениями условий (63).

Практически сопротивления плеч отношения не могут быть взяты произвольно малыми, так как выделяющаяся на них электрическая мощность может превысить допустимую. Последняя определяется либо условиями сохранности сопротивления, либо температурными изменениями его величины, могущими привести к большой добавочной погрешности измерения.

Самое большое сопротивление включено в первом плече, стало быть самым малым сопротивлением должно обладать третье. Поэто-

му практически весь ток, потребляемый мостовой схемой, будет протекать по нижним ветвям моста. И так как сопротивление четвертого плеча больше, чем R_3 (и обычно много больше), то R_4 работает в самых неблагоприятных условиях. Грубо можно считать, что вся мощность рассеивается на сопротивлении R_4. Отсюда получим еще одно приближенное расчетное соотношение

$$R_4 \geqslant \frac{U_0^2}{P_{\text{доп}}}, \quad (65)$$

где $P_{\text{доп}}$ — допустимая мощность рассеяния на сопротивлении R_4.

Мощности рассеяния сопротивлений остальных плеч устанавливаются пропорционально их величинам.

Теперь расчет моста для случая указателя малого сопротивления не представит затруднений, если воспользоваться соотношениями (63), (64) и (65). Уточняют расчет по точной формуле (60).

Несколько подробнее следует сказать о погрешности измерения. Все погрешности мостовой установки в целом могут быть разделены на основную, которая имеет место при нормальных внешних условиях, и дополнительные, вызываемые воздействием внешних факторов при отклонении условий от нормальных.

Основная погрешность складывается главным образом из погрешности от нечувствительности и погрешности подгонки сопротивлений плеч к номинальным значениям (влиянием утечек пренебрегаем). До сих пор говорилось лишь о погрешности от нечувствительности. Рассмотрим теперь погрешность от подгонки.

Сопротивление каждого плеча неизбежно имеет некоторое отклонение от номинальной своей величины (или от измеренной, поскольку всегда есть погрешность измерения). Поэтому момент равновесия соответствует не тем значениям сопротивлений плеч, которые мы подставляем в выражения (59), а несколько иным, в связи с чем вычисленное значение измеряемого сопротивления отличается от действительного.

Предположим, что фактические сопротивления плеч таковы: $R_2 \pm \Delta R_2$, $R_3 \pm \Delta R_3$ и $R_4 \pm \Delta R_4$ или, обозначая отклонения в относительных величинах, $R_2(1 \pm \delta_2)$, $R_3(1 \pm \delta_3)$ и $R_4(1 \pm \delta_4)$. Вследствие этого действительное значение измеряемого сопротивления будет $R_1(1 \pm \delta_1)$, а не R_1, как мы считаем. Величина δ_1 — это и есть та относительная погрешность из-за неточности подгонки, которая допускается при этом. Для ее определения подставим в выражение (59) действительные значения сопротивлений

$$\frac{R_2 R_4 (1 \pm \delta_2)(1 \pm \delta_4)}{R_3 (1 \pm \delta_3)} = R_1 (1 \pm \delta_1). \quad (66)$$

Поскольку относительные погрешности подгонки сопротивлений гораздо меньше единицы, произведениями $\delta_2\delta_4$ и $\delta_1\delta_3$ можно пренебречь ввиду их незначительности. Предполагая также, что сочетание знаков погрешностей подгонки может быть самым неблагоприятным, т. е. действие отдельных погрешностей может складываться, для предельной погрешности измерения от неточности подгонки в соответствии с выражением (66) получим:

$$\delta_1 = \delta_2 + \delta_3 + \delta_4. \quad (67)$$

Погрешности от нечувствительности и от неточности подгонки независимы. Поэтому полная предельная погрешность измерения может быть принята равной сумме указанных погрешностей.

Часто в схеме отсутствует элемент плавной регулировки и уравновешивание производится, например, только с помощью магазина сопротивлений. Если отсчетное устройство последнего имеет мало значащих цифр, то момент равновесия, как правило, точно установить невозможно. При этом нельзя полностью использовать чувствительность схемы и точность подгонки сопротивлений плеч.

Погрешность, вызываемую отсутствием плавности регулировки, устраняют интерполяцией. Для этого устанавливают сопротивление $R'_{\text{м}}$ магазина, при котором мост наиболее близок к состоянию равновесия, и замечают отклонение α_1 гальванометра. Затем рычаг последней декады магазина переводят в соседнее положение, при котором отклонение гальванометра будет с другим знаком и равно, например, α_2. Новое сопротивление магазина $R''_{\text{м}} = R'_{\text{м}} + \Delta R'_{\text{м}}$. Таким образом, изменению $R''_{\text{м}} - R'_{\text{м}} = \Delta R_{\text{м}}$ сопротивления магазина соответствует отклонение гальванометра $\alpha_1 + \alpha_2$. Очевидно, мост был бы полностью уравновешен, если бы сопротивление магазина было

$$R_{\text{м}} = R'_{\text{м}} + \Delta R_{\text{м}} \frac{\alpha_1}{\alpha_1 + \alpha_2} = \frac{R'\alpha_2 + R''\alpha_1}{\alpha_1 + \alpha_2} \qquad (68)$$

Это значение и подставляют в выражение (59) для соответствующего плеча.

Дополнительные погрешности измерения устраняются обеспечением нормальных условий работы схем и выбором достаточно стабильных сопротивлений плеч.

Положительной стороной мостовой схемы с указателем малого сопротивления является то обстоятельство, что сопротивления во вспомогательных плечах меньше измеряемого и что все они могут быть легко подобраны из числа стабильных серийных магазинов сопротивлений. Основной же недостаток такой схемы — это падение чувствительности с увеличением измеряемого сопротивления и возникающая из-за этого необходимость в гальванометрах высокой чувствительности.

Обратимся к случаю очень большого сопротивления указателя. Выходной величиной мостовой схемы, регистрируемой указателем, является теперь напряжение на диагонали указателя $U_{cd} = I_{\text{у}} R_{\text{у}}$. Чтобы найти чувствительность для этого случая, умножим обе части выражения (60) на $R_{\text{у}}$, затем разделим на $R_{\text{у}}$ числитель и знаменатель правой части этого выражения и, полагая $R_{\text{у}} = \infty$, получим:

$$\Delta U_{cd} = U_0 \frac{\Delta R_1 R_3}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)}. \qquad (69)$$

Обозначим отношение плеч $R_1/R_2 = R_4/R_3 = a$ и перепишем предыдущее выражение в таком виде:

$$\Delta U_{cd} = \frac{a}{1 + a^2} \frac{\Delta R_1}{R_1} U_0. \qquad (70)$$

Легко проверить, что наибольшее значение правая часть выражения (70) принимает при $a = 1$

$$\Delta U_{cd\ \text{макс}} = \frac{1}{2} \frac{\Delta R_1}{R_1} U_0. \qquad (71)$$

Таким образом, условия наивысшей чувствительности при очень большом сопротивлении указателя предусматривают попарное равенство плеч, т. е. $R_1 = R_2$ и $R_3 = R_4$. При этом, разумеется, сопротивления R_3 и R_4 могут быть небольшими, и их величина снизу ограничивается лишь допустимой мощностью рассеяния.

Интересно, что при выполнении условий попарного равенства плеч чувствительность мостовой схемы не зависит от величины измеряемого сопротивления. Это очень важно для измерения больших сопротивлений, так как величина сигнала небаланса может быть сделана довольно значительной. Принимая, например, $\Delta R_1/R_1 = 0,1\%$ и $U_0 = 500$ *в*, получим: $\Delta U_{cd} = 0,5 \cdot 10^{-3} \cdot 500 = 0,25$ *в*.

Если с точки зрения погрешностей от нечувствительности в случае указателя очень большого сопротивления все могло бы обстоять вполне благополучно, то совсем по-иному выглядит возможность одновременного получения малой погрешности от неточности подгонки. Образцовое сопротивление большой величины очень трудно изготовить. Ведь по условиям наивысшей чувствительности оно должно быть равно измеряемому, и в зависимости от предела измерения может потребоваться образцовое сопротивление в 10^9, в 10^{10} или даже в 10^{11} *ом*. Ясно, что ни предварительно точно измерить, ни гарантировать какую-либо высокую стабильность таких сопротивлений нельзя.

Поэтому отношение плеч a приходится обычно выбирать гораздо больше единицы. Предел возможному увеличению значения a ограничивается при прочих равных условиях порогом чувствительности указателя.

Если, например, мы располагаем усилителем среднего качества с порогом чувствительности 2,5 *мв* (этот порог в свою очередь определяется уровнем шумов и дрейфом усилителя за время измерения), а погрешность от нечувствительности принята в 0,1% и $U_0 = 500$ *в*, то из выражения (70), учитывая, что $a \gg 1$, получим:

$$a \leqslant \frac{\Delta R_1}{R_1} \cdot \frac{U_0}{\Delta U_{cd}} = 0,001 \frac{500}{0,0025} = 200.$$

При наибольшем сопротивлении, подлежащем измерению, в 10^{10} *ом* в плече сравнения потребуется сопротивление $10^{10}/200 = 5 \cdot 10^7$ *ом*. В этом случае может быть использован магазин сопротивлений из манганинового микропровода типа МСШ-70 класса 0,1.

Измерить большое сопротивление можно и путем сравнения его с относительно небольшим образцовым сопротивлением, например образцовой катушкой сопротивления Р331 на 100 *ком* или сопротивлением типа МВС первой группы (точность подгонки $\pm 0,03\%$). Делается это с помощью вспомогательных переходных сопротивлений. Для этого отношение a плеч моста принимается равным 10—100. В плечо сравнения включают образцовое сопротивление R_2' и измеряют некоторое вспомогательное сопротивление,

которое, очевидно, может быть $(10 \div 100) R_2'$. Затем это вспомогательное сопротивление включают в плечо сравнения вместо сопротивления R_2' и оно становится образцовым для следующего измерения сопротивления, которое может быть уже в 100—10 000 раз больше первоначального образцового и т. д. Разумеется, с каждым измерением погрешность измерения от неточности подгонки будет возрастать, поэтому такой способ хорош в определенных пределах. Малое значение a выбирают для того, чтобы погрешность от нечувствительности была незначительной.

Изготовление образцовых сопротивлений сильно облегчилось с появлением микропроволочных сопротивлений типа МВС. Последовательное соединение 100 сопротивлений МВС первой группы под-

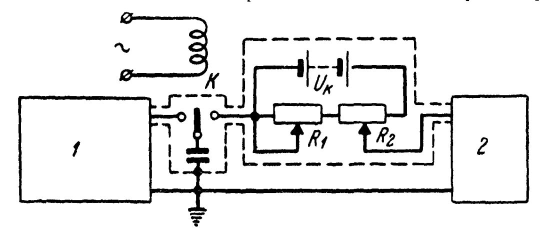


Рис. 38. Схема нулевого указателя с преобразованием сигнала небаланса в переменное напряжение.

1 — мостовая схема; 2 — усилитель переменного тока с нулевым индикатором на выходе.

гонки с номиналом 10^7 *ом*, например, дает сопротивление 10^9 *ом*, предельная относительная ошибка которого (если считать погрешности подгонки каждого отдельного сопротивления величиной случайной) по законам теории вероятностей будет $\pm 0{,}03/\sqrt{100} = \pm 0{,}003\%$. При $a = 100$ верхний предел измерения будет равен 10^{11} *ом* с суммарной погрешностью 0,1%.

Из выражения (70) видно, что чем ниже порог чувствительности указателя, тем меньше может быть взято отношение плеч (что желательно со всех точек зрения).

Качества мостовой схемы во многом определяются качеством указателя, который должен иметь большое входное сопротивление, высокую чувствительность, малые шумы и дрейф. Эти требования и определяют характер схем указателей, которые в большинстве случаев используют преобразование постоянного напряжения в переменное; а входным элементом имеют конденсатор. Классическим типом является указатель (электрометр) с динамическим конденсатором. Однако имеются и более простые, но достаточно чувствительные указатели.

На рис. 38 показана блок-схема нулевого указателя, разработанного во Всесоюзном научно-исследовательском институте метрологии имени Д. И. Менделеева. При помощи переключателя K воздушный конденсатор C малой емкости подключается попеременно к вершине указательной диагонали моста и к входу усилителя переменного тока с электронно-лучевой трубкой на выходе. Если мо-

стовая схема не уравновешена, то при левом (по схеме) положении переключателя конденсатор заряжается до напряжения небаланса, а при правом — разряжается через входное сопротивление усилителя, и на экране трубки появляется импульс, амплитуда и полярность которого зависят от величины и полярности напряжения небаланса.

Переключатель *К* представляет собой поляризованное реле, обмотка возбуждения которого питается переменным током промышленной частоты. Емкость конденсатора *С* выбирается из таких соображений, чтобы при выбранной частоте переключений конденсатор успевал полностью заряжаться и полностью разряжаться. Постоянная времени заряда равна произведению емкости конденсатора на выходное сопротивление моста, а разряда — произведению емкости на входное сопротивление усилителя. Так как выходное сопротивление мостовых схем для измерения больших сопротивлений обычно не превышает 10^8 *ом*, то при частоте переключения 50 *гц* емкость конденсатора должна быть порядка 6 *пф*.

Среднее значение тока, потребляемого от измерительной цепи,

$$I_{ср} = Qf = CU_{cd}f, \tag{72}$$

где Q — заряд, получаемый конденсатором при замыкании ключа на измерительную схему;
U_{cd} — напряжение небаланса моста;
f — частота переключений.

Малое значение емкости конденсатора ограничивает чувствительность указателя. Но при увеличении емкости частоту переключений нужно соответственно уменьшать: во-первых, потому, что большая емкость будет дольше заряжаться, а, во-вторых, чтобы не увеличивать потребляемый указателем средний ток, что неблагоприятно повлияло бы на чувствительность. Обмотку возбуждения переключателя нужно питать при этом от специального генератора.

Ввиду того, что в переключателе *К* неизбежно наличие контактной разности потенциалов, а также возможны различные термо-э. д. с., на выходе усилителя могут быть импульсы и при отсутствии напряжения в измерительной схеме. Поэтому во входной цепи усилителя предусмотрена специальная компенсационная цепь, состоящая из батареи $U_к$, переменного сопротивления R_1 и потенциометра R_2, с помощью которой при отсутствии напряжения в измерительной цепи можно обеспечить отсутствие импульсов на выходе усилителя. Вместо электронно-лучевой трубки на выходе усилителя может быть включен показывающий прибор через фазочувствительный выпрямитель.

В простейшем случае усилитель с выходным детектором может быть заменен баллистическим гальванометром (рис. 39). Как и в предыдущем случае, конденсатор *С* за часть цикла работы заряжается до напряжения небаланса, а за другую часть разряжается на баллистический гальванометр *Г*. О степени уравновешенности моста судят по величине и направлению отброса подвижной части гальванометра. Пока конденсатор заряжается, гальванометр остается замкнутым на внешнее критическое сопротивление $R_{вн.кр}$. За это время подвижная часть гальванометра должна успеть возвратиться в нулевое положение после отброса. Поэтому заряд конденсатора не может длиться меньше двух периодов свободных колебаний галь-

вануметра. При разряде конденсатора через гальванометр сопротивление $R_{вн\ кр}$ должно быть отключено, так как баллистическая чувствительность гальванометра при увеличении сопротивления его цепи повышается.

С увеличением емкости конденсатора запасаемый им заряд увеличивается, а вместе с тем повышается и чувствительность указателя. Время, необходимое для полного заряда конденсатора, также возрастает, а тем самым возрастает и время измерения. Однако вовсе не обязательно дожидаться полного заряда конденсатора, важно лишь, чтобы время заряда для каждого отдельного процесса было одинаковым. А так как заряд конденсатора происходит наиболее интенсивно (и почти линейно) вначале, то время заряда можно принять равным половине постоянной времени цепи заряда. Можно осуществлять переключение через заданный интервал автоматически при помощи электронного реле или синхронного электродвигателя. Увеличение емкости конденсатора ограничивается тем обстоятельством, что продолжительность полного разряда конденсатора через гальванометр должна быть намного меньше времени отброса подвижной системы последнего, потому что иначе гальванометр не будет работать как баллистический. Из этих соображений емкость (в микрофарадах) конденсатора

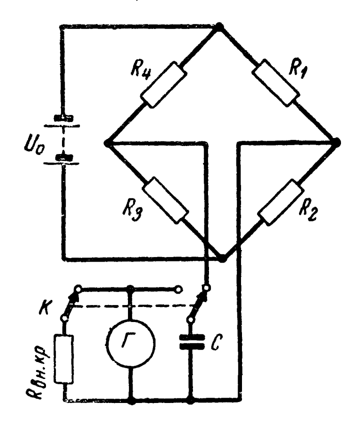


Рис. 39. Схема нулевого указателя с конденсатором и баллистическим гальванометром.

$$C \leqslant 100\frac{T_0}{R_г}, \tag{73}$$

где T_0 — период свободных колебаний системы гальванометра;
$R_г$ — сопротивление гальванометра.

Конденсатор C не должен быть электролитическим.

Точность отсчета может быть значительно повышена интерполяцией. Для этого нужно построить зависимость величин отброса (равнозначных) от сопротивления плеча сравнения. Получится прямая линия, точка пересечения которой с горизонтальной осью даст значение сопротивления плеча равновесия, соответствующего положению равновесия.

На рис. 40 показана мостовая схема, отличающаяся от рассмотренных ранее тем, что два плеча образованы, как обычно, сопротивлениями, а два других плеча конденсаторами. От нулевого указателя $У$ в этой схеме требуется большое входное сопротивление и высокая чувствительность.

Перед началом измерения конденсаторы C_1 и C_2 разряжают при помощи ключей K_1 и K_2; ключ K_3 остается разомкнутым. Измерения заключаются в том, что, замыкая ключ K_3 и наблюдая за ука-

зателем, устанавливают в результате нескольких проб такую величину сопротивления R_2, чтобы нулевой указатель не давал отклонения. Это будет означать, что конденсаторы C_1 и C_2 заряжаются с одинаковыми скоростями, т. е. $R_1C_1=R_2C_2$, откуда

$$R_1 = \frac{C_2}{C_1} R_2. \tag{74}$$

При необходимости переключают ступенями и емкость C_2.

Поскольку емкость C_2 может быть на много порядков больше C_1, при помощи подобной схемы могут быть измерены весьма большие сопротивления (вплоть до 10^{19}—10^{20} *ом*). Их величина ограничивается лишь влиянием токов утечки через изоляцию.

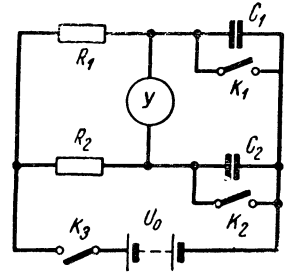


Рис. 40. Схема измерения сопротивлений по равенству скоростей заряда конденсаторов.

Постоянные времени саморазряда конденсаторов должны быть много больше времени отдельного наблюдения. Для конденсатора C_1, емкость которого мала, это требование особенно жестко: оно означает, что сопротивление его изоляции должно быть минимум в 10 раз больше наибольшего измеряемого сопротивления.

В заключение заметим, что мостовые схемы очень удобны для измерения различных коэффициентов сопротивлений, например температурного, а также для сравнительных измерений. Мостовую схему при этом уравновешивают для номинального значения сопротивления, и пока изменение сопротивления ΔR_1 сравнительно невелико, отклонения нулевого указателя будут пропорциональны изменениям сопротивления в соответствии с выражением (60). Нулевой указатель выступает в этом случае как обычный показывающий прибор. Такие мосты называют неуравновешенными.

Методы, использующие разряд конденсатора. При этих методах образцовый конденсатор, предварительно заряженный до определенного напряжения U_0, разряжают через измеряемое сопротивление R_x. О величине сопротивления можно судить либо по заряду, оставшемуся на конденсаторе спустя определенное время, либо по времени, необходимому для спада напряжения на конденсаторе до заданной заранее величины (другими словами, по скорости разряда). В соответствии с этим и аппаратура и методика измерения несколько различны.

Измерение заряда на конденсаторе может производиться баллистическим гальванометром. В этом случае схема измерения имеет вид, показанный на рис. 41,*а*.

Во избежание бросков тока через источник U_0 заряд конденсатора C производят вначале через ограничивающее сопротивление R_1 (переключатель *П* в положении *1*). После того как конденсатор будет полностью заряжен, переключатель *П* переводят в положение *3* и пускают секундомер. Начиная с этого момента, конденсатор разряжается через сопротивление R_x и параллельное ему

сопротивление утечек $R_у$ (если $R_у$ сравнимо с R_x). Назовем сопротивление, образуемое их параллельным соединением, кажущимся и обозначим его как $R_к$.

Спустя некоторое время t после начала разряда напряжение на конденсаторе будет

$$u = U_0 e^{-\frac{t}{R_к C}}, \tag{75}$$

а заряд на нем $q = Cu$. Если в момент t конденсатор разрядить через баллистический гальванометр $Г$, то отклонение светового пятна при первом отбросе подвижной части составит $a = S_q q = S_q Cu$,

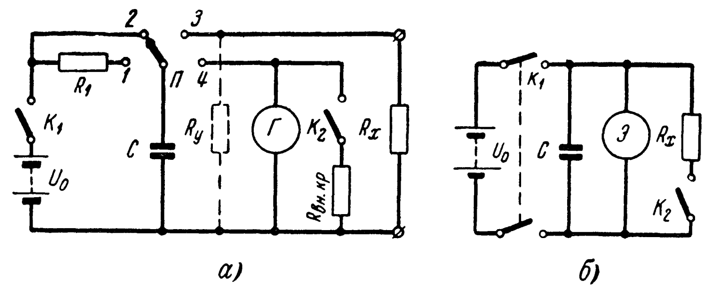


Рис. 41. Схемы измерения сопротивления по методу накопления заряда на конденсаторе.

а — с использованием баллистического гальванометра; *б* — с использованием электрометра.

где S_q — баллистическая чувствительность гальванометра. При разряде же через гальванометр конденсатора, заряженного до напряжения U_0, отклонение светового пятна будет $a_0 = S_q C U_0$.

Заменив в формуле (75) напряжения через пропорциональные им отклонения светового указателя гальванометра и взяв от обеих частей натуральные логарифмы, получим:

$$\ln a = \ln a_0 - \frac{t}{R_к C}. \tag{76}$$

Как видим, баллистическую чувствительность гальванометра определять нет надобности.

По наблюдаемым значениям a_0, a, t и известной величине C теперь легко рассчитать сопротивление $R_к$. Если сопротивление утечек $R_у$ велико сравнительно с измеряемым, то на этом процесс измерения заканчивается, так как $R_к = R_x$. Если же они одного порядка, то процесс измерения повторяют при отключенном сопротивлении R_x, вычисляя затем $R_у$. Значение измеряемого сопротивления рассчитывается по формуле

$$R_x = \frac{R_к R_у}{R_к + R_у}. \tag{77}$$

При однократном измерении на результате скажутся в полной мере погрешность определения времени разряда и погрешности отсчета отклонений указателя. Поэтому измерения проделывают несколько раз и за результат отсчетов берут их среднее арифметическое.

Уравнение (76) для t представляет прямую линию, тангенс угла наклона которой равен $-1/R_{к}C$. Поэтому, выполнив измерения для нескольких различных времен разряда и нанеся на график усредненные значения отсчетов, проводят прямую линию так, чтобы справа и слева от нее было примерно равное число точек. Значение $R_{к}$ определяют по углу наклона этой прямой. При таком порядке погрешность определения $R_{к}$ будет наименьшей.

Польза построения графика заключается и в том, что он дает ответ, имеется ли у сопротивления коэффициент напряжения и каков он. При помощи графика можно взять некоторое среднее значение сопротивления. Нужно сказать, что на практике при линейном сопротивлении все точки ложатся на прямую.

Схема измерения сопротивления по спаду напряжения на конденсаторе за определенный промежуток времени изображена на рис. 41,*б*. Напряжение на конденсаторе может регистрироваться при помощи электрометра *Э*, электростатического вольтметра или специальной ламповой схемы.

Зависимость напряжения на конденсаторе от времени описывается формулой (75). Прологарифмируем ее:

$$\ln u = \ln U_0 - \frac{t}{R_{к}C}. \tag{78}$$

Повторяя процесс измерения при отключенном сопротивлении R_x, получим спустя некоторое время t' отсчет u', так что

$$\ln u' = \ln U_0 - \frac{t'}{R_{у}C}. \tag{79}$$

Определив из этих уравнений $R_{к}$ и $R_{у}$ и подставив их в выражение (77), окончательно будем иметь:

$$R_x = \frac{tt'}{C\left(t' \ln \frac{U_0}{u} - t \ln \frac{U_0}{u'}\right)}. \tag{80}$$

При $t = t'$ это выражение упрощается:

$$R_x = \frac{t}{C \ln \frac{u'}{u}}. \tag{81}$$

Устранение влияния неточностей отсчетов может быть произведено теми же способами, которые были рассмотрены в предыдущем случае.

Когда измерению подлежит сопротивление порядка 10^{12} *ом*, емкость образцового конденсатора выбирается небольшой, чтобы не

затягивать чрезмерно время измерений. С другой стороны, если напряжение на конденсаторе C предполагается измерять электростатическим вольтметром, то указанная емкость не может быть выбрана произвольно малой, потому что включенная параллельно ей собственная емкость вольтметра изменяется в зависимости от угла поворота его подвижной части. Если C_1 наибольшая, а C_2 наименьшая емкости вольтметра, то среднее значение емкости системы будет $C+(C_1+C_2)/2$, а отклонения от среднего значения составят $\pm(C_1-C_2)/2$. Для ограничения этого изменения p-процентами емкость образцового конденсатора должна быть выбрана такой, чтобы выполнялось следующее соотношение:

$$\frac{C_1-C_2}{2} \leqslant \frac{p}{100}\left(C+\frac{C_1+C_2}{2}\right), \tag{82}$$

откуда

$$C \geqslant \frac{(100-p)C_1-(100+p)C_2}{2p} \approx \frac{100}{2p}(C_1-C_2). \tag{83}$$

Если, например, используется вольтметр С95 на 30 *в*, у которого $C_1-C_2=2{,}4$ *пф*, то при $p=1\%$ емкость $C \geqslant 100 \cdot 2{,}4/2=120$ *пф*.

При измерении относительно небольших сопротивлений емкость образцового конденсатора должна быть достаточно велика, чтобы ограничить скорость спадания напряжения. При большой скорости возможны ошибки, обусловленные инерцией механической подвижной части вольтметра. Во избежание этого можно рекомендовать несколько видоизменную схему измерения, показанную на рис. 42. Будучи включенным по такой схеме, вольтметр *Э* показывает нуль, когда конденсатор полностью заряжен, и напряжение источника U_0, когда конденсатор разряжен.

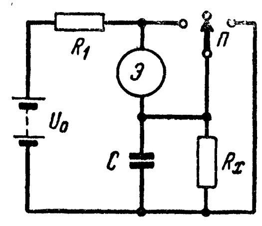


Рис. 42. Схема измерения, при которой уменьшаются вносимые инерцией вольтметра погрешности.

В начальный период разряда с наибольшей скоростью изменения напряжения, указатель движется медленно, так как начальная часть шкалы электростатического вольтметра сильно сжата. Отсчеты в фиксированном интервале времени берутся, когда скорость спада напряжения уже невелика и указатель движется по калиброванной части шкалы.

Выше уже указывалось, что (стр. 47) непроволочные сопротивления имеют значительный коэффициент напряжения и их желательно измерять при том же самом напряжении, при котором они должны будут работать. Между тем в рассмотренном методе разряда конденсатора через измеряемое сопротивление напряжение на последнем в процессе измерения непрерывно меняется. Но ток разряда (или заряда) конденсатора можно сделать постоянным. Для этого нужно либо во время разряда конденсатора непрерывно и равномерно изменять его емкость, либо каким-нибудь путем обеспечить линейное изменение напряжения на его обкладках.

Рассмотрим вначале метод изменения емкости конденсатора. На этом методе основано действие установки УБС-1, созданной во

Всесоюзном научно-исследовательском институте метрологии имени Д. И. Менделеева и предназначенной для измерения сопротивлений от 10^9 до 10^{14} *ом* с погрешностью, не превышающей $\pm 0{,}5\%$ номинальной величины сопротивления. Ее принципиальная схема изображена на рис. 43. Основными элементами установки являются измерительный воздушный конденсатор переменной емкости C_1, нулевой указатель *НУ*, батарея питания напряжением U и потенциометр R_1. Ротор конденсатора получает вращение от специального электропривода, не показанного на схеме.

Перед началом измерения ротор конденсатора C_1 установлен в положение, соответствующее максимальной его емкости, ключ K_1 замкнут, а ключ K_2 находится в положении *1*. При этом конденсатор C_1 заряжен до напряжения батареи и через сопротивление R_x, которое подлежит измерению, протекает ток

$$I_x = U \frac{r_2}{r_1 + r_2} \cdot \frac{1}{R_x}. \qquad (84)$$

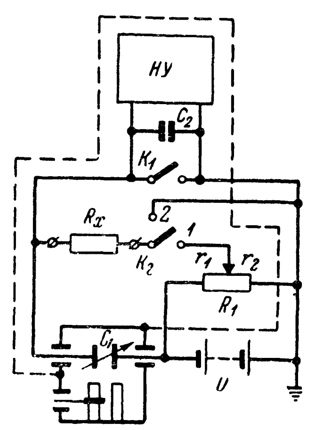


Рис. 43. Схема установки УБС-1.

Измерение начинают в момент размыкания ключа K_1. Одновременно с этим пускают секундомер и включают электропривод. Емкость конденсатора, разряжающегося через сопротивление, R_x уменьшают с такой скоростью, при которой напряжение на нем, а следовательно, и ток I_x остаются неизмененными, о чем судят по отсутствию отклонения указателя. Через некоторое время Δt, которое выбирается в зависимости от величины измеряемого сопротивления, процесс измерения заканчивают замыканием ключа K_1 с одновременным выключением секундомера и остановкой ротора конденсатора.

За время Δt емкость конденсатора уменьшится на ΔC, а уменьшение заряда составит $\Delta Q = U\Delta C$, так как по условию напряжение на конденсаторе не меняется. Изменение заряда на емкости в единицу времени $\Delta Q/\Delta t$ представляет собой не что иное, как протекающий через конденсатор ток смещения, который должен быть равен I_x:

$$\frac{\Delta C}{\Delta t} U = U \frac{r_2}{r_1 + r_2} \cdot \frac{1}{R_x}, \qquad (85)$$

откуда значение измеряемого сопротивления

$$R_x = \frac{r_2}{r_1 + r_2} \cdot \frac{\Delta t}{\Delta C}. \qquad (86)$$

Помимо того что сопротивление может быть измерено при любом желаемом на нем напряжении и неизменности этого напряжения в процессе измерения, данная установка хороша тем, что влияние паразитных емкостей и утечек через сопротивление изоляции

соединительных проводов невелико. Например, сопротивление относительно «земли» изоляции правой (по схеме) пластины конденсатора включено параллельно потенциометру и не оказывает никакого влияния, а утечка с левой пластины очень мала, потому что потенциал этой пластины мало отличается от нулевого потенциала «земли» (это напряжение определяется нечувствительностью нулевого указателя).

Нулевой указатель должен иметь входное сопротивление не менее 10^{14} *ом*, малую входную емкость и высокую стабильность нулевого положения. Его постоянная по напряжению должна быть порядка 1—10 *мв* на деление. В установке УБС-1 применен струнный электрометр с объективным отсчетом типа СЭ-2 завода «Эталон».

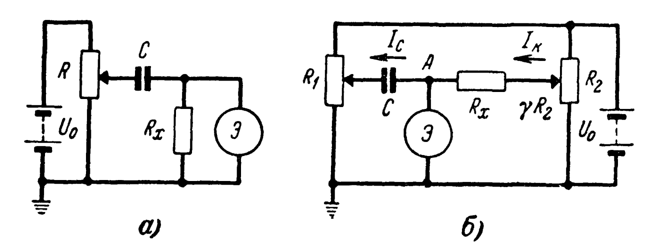


Рис. 44. Схемы с линейным изменением напряжения на конденсаторе.

а — с шкальным электрометром; *б* — с нулевым электрометром.

Конденсатор C_2 в этой установке является вспомогательным и предназначен для сглаживания случайных импульсов напряжения. При измерении сопротивлений, превышающих 10^{11} *ом*, роль этого конденсатора выполняет паразитная емкость, шунтирующая нулевой указатель.

Переключатель K_2 позволяет проверить состояние изоляции измерительного конденсатора (между пластинами), не выключая его из схемы. Для этого переключатель K_2 переводят в положение *2* и, не включая электропривод (не меняя емкости C_1), размыкают ключ *1*. При этом сопротивление изоляции конденсатора и измеряемое сопротивление R_x образуют делитель, напряжение на плече R_x которого измеряется электрометром. Если сопротивление изоляции конденсатора много больше R_x, то электрометр не покажет никакого отклонения.

Электропривод обеспечивает выбор любой скорости вращения ротора конденсатора в пределах от 0,06 до 2 *об/мин*. Изменение емкости конденсатора может быть определено с погрешностью не более $\pm 0{,}01\%$.

Ток смещения через конденсатор будет постоянным не только при линейном изменении его емкости, но также и при линейном изменении приложенного к нему напряжения. Простая схема такого рода показана на рис. 44,*а*. Движок потенциометра *R* кинематически связан с ротором синхронного электродвигателя и перед началом измерений находится в верхнем (по схеме) положении. Кон-

денсатор при этом заряжен до напряжения U_0 и заряд на нем $Q=CU_0$.

Пусть время перемещения движка из верхнего положения в нижнее будет Δt. За это время конденсатор теряет весь свой заряд, а так как напряжение на его обкладках изменяется по линейному закону, то потеря заряда в единицу времени или, другими словами, ток через конденсатор $I=CU_0/\Delta t$. Падение напряжения $u=IR_x$ на искомом сопротивлении измеряется электрометром *Э*. Таким образом, сопротивление R_x рассчитывается по формуле

$$R_x=\frac{\Delta t}{C}\frac{u}{U_0}. \tag{87}$$

Нужно иметь в виду, что постоянное значение напряжения на сопротивлении R_x устанавливается не сразу после начала перемещения движка, а спустя время $t=3\div3\cdot R_x(C+C_э)$, где $C_э$ — емкость электрометра.

Использование электрометра нулевого типа (нулевого указателя) позволяет избавиться от влияния на результат измерения возможных изменений напряжения U_0. Схема измерения для этого случая показана на рис. 44,*б*. Движок потенциометра R_2 устанавливают в такое положение, чтобы потенциал точки *А* поддерживать равным нулю. О правильности установки судят по отсутствию отклонения указателя электрометра *Э*.

Обозначим через γ долю потенциометра R_2, находящуюся между движком и «землей». Напряжение, действующее на этом участке цепи, будет γU_0. Из того, что потенциал точки *А* равен нулю, следует, что ток $I_к=\gamma U_0/R_x$ полностью уравновешивает ток разряда конденсатора $I_C=CU_0/\Delta t$, откуда

$$R_x=\frac{\Delta t}{C}\gamma. \tag{88}$$

Значение U_0 в это выражение не входит.

Линейный закон изменения напряжения на обкладках измерительного конденсатора может задаваться не только при помощи потенциометра, движок которого перемещается синхронным электродвигателем, но и электронным устройством, например какой-либо разновидностью генераторов линейно меняющегося (пилообразного) напряжения. Схема генератора должна обеспечивать скорость изменения напряжения порядка 0,1—1 *в/сек*. На выходе генератора ставят образцовый воздушный конденсатор емкостью около 10 *пф*.

11. МЕРЫ БОРЬБЫ С ВРЕДНЫМ ВЛИЯНИЕМ ТОКОВ УТЕЧЕК ЧЕРЕЗ ИЗОЛЯЦИЮ

Платы, панели, колодки, столбики и другие изоляторы, на которых производится монтаж измерительной схемы, сами обладают некоторой проводимостью. По ним под влиянием имеющихся в схеме э. д. с. протекают токи утечек. Токи эти очень малы, но при измерении больших сопротивлений они могут послужить причиной серьезного искажения результатов, если не принять специальных мер для устранения их влияния.

Самым простым средством для борьбы с влиянием токов утечек можно считать повышение сопротивления изоляции частей уста-

новки. Для этого, во-первых, нужно применять высококачественные изоляционные материалы (янтарь, фторопласт, церезин, полистирол и т. п.). Во-вторых, не следует допускать работы этих материалов в условиях, которые вызывают ухудшение изоляционных свойств (повышенные температуры, влажность и загрязнения). В-третьих, форма детали по возможности должна быть такой, чтобы ее проводимость была наименьшей (применяются изгибы, прорези и выточки, уменьшающие сечение деталей и увеличивающие таким образом путь токам утечки). Поверхность изолятора полируют.

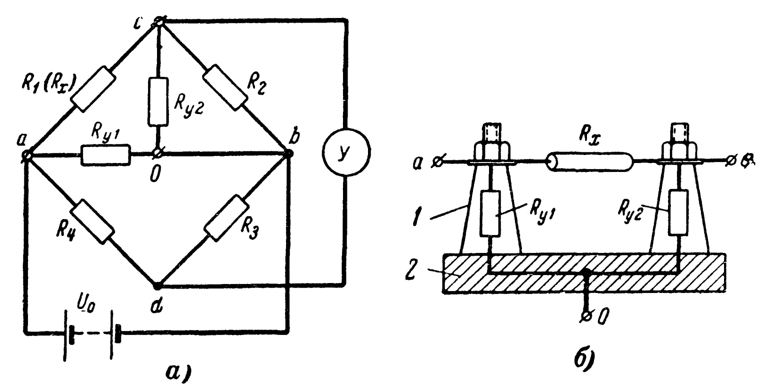


Рис. 45. Нулевая защита в мостовой схеме.

а — способ присоединения измеряемого сопротивления к мостовой схеме, позволяющий устранить влияние утечек; *б* — крепление измеряемого сопротивления на металлической панели.

1 — изолятор; *2* — металлическая плата.

Иметь одинаково высокой изоляцию всех частей установки нет необходимости, нужно выделить лишь отдельные решающие части.

Устранить влияние токов утечки можно и электрическими способами, например способом нулевой или способом эквипотенциальной защиты. При их использовании исходят из того, что важно не вообще устранить токи утечки, а надо не допустить их протекания в измерительной цепи, и что, следовательно, необходимо отвести эти токи от одного зажима источника к другому кратчайшим путем, минуя измерительную цепь. Применение эквипотенциальной защиты основано также на том соображении, что между двумя поверхностями равного потенциала (эквипотенциальными) токов утечки быть не может.

Коснемся вначале приемов нулевой защиты и в качестве примера рассмотрим подключение измеряемого сопротивления к мостовой схеме (рис. 45,*а*). Изоляторы, несущие зажимы, которые служат вершинами *а* и *с* моста и к которым присоединяют испытуемое сопротивление, монтируют на металлической панели (рис. 45,*б*). Панель электрически соединяют с вершиной *в* моста, т. е. с одним из полюсов источника тока. Сопротивление утечки R_{y1} одного из изоляторов с зажимом относительно металлической панели оказывается включенным параллельно источнику питания моста и не

оказывает никакого влияния на работу схемы, а сопротивление $R_{у2}$ второго изолятора с зажимом подключено параллельно сопротивлению R_2 плеча сравнения, которое обычно много меньше R_1, т. е. $a \gg 1$ (см. стр. 67).

Панель можно соединить и с вершиной d. Тогда $R_{у1}$ подключается параллельно небольшому сопротивлению R_4, а $R_{у2}$ — парал-

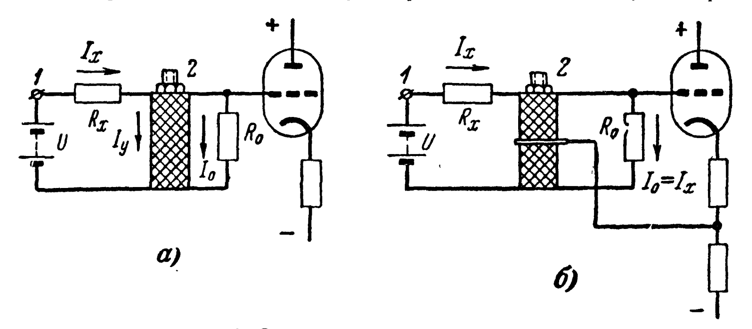


Рис. 46. Эквипотенциальная защита.

а — потенциометрическая схема измерения без эквипотенциальной защиты; *б* — то же с эквипотенциальной защитой.

лельно указателю равновесия, вызывая в худшем случае некоторое уменьшение чувствительности схемы. Выбор точки подключения определяется конкретными условиями. В зависимости от выбора места заземления в схеме панель или может быть заземлена, или должна быть изолирована.

Токи утечки через поверхности отводятся при помощи охранных колец. Например, при измерении удельного объемного сопро-

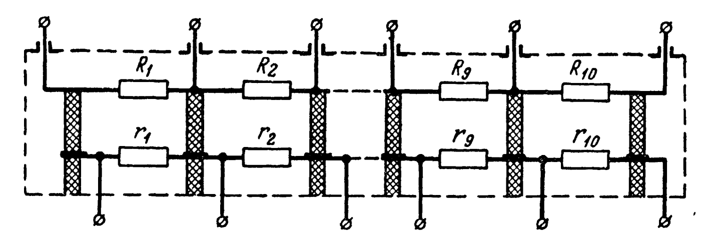


Рис. 47. Схема эквипотенциальной защиты высокомегомного делителя.

тивления способом непосредственного отклонения охранное кольцо делает невозможным попадание токов поверхностной проводимости в цепь гальванометра (рис. 28).

Рассмотренный способ называется нулевым потому, что охранные кольца и металлические платы соединяются в большинстве случаев с общей точкой или с шасси прибора, потенциал которых принимается за нулевой и относительно которых и определяются потенциалы остальных точек схемы.

При эквипотенциальной защите путь токам утечки через изолятор преграждают с помощью прокладки из проводящего материала (или экрана, если защищается провод). На прокладку подают тот же потенциал, под которым находится защищаемая часть схемы.

Для пояснения сказанного обратимся к рис. 46. Если сопротивление R_0 достаточно велико и сравнимо по величине с сопротивлением изоляционной колодки, поддерживающей зажим *2*, то часть тока I_x пойдет через изолятор (рис. 46,*а*). В результате нарушится коэффициент деления делителя, а следствием этого будет неопределенная погрешность измерения. Утечку устраняют следующим образом. Изолирующую колодку составляют из двух (по высоте) частей, между которыми помещают металлическую (например, медную) пластину. Эту пластину электрически соединяют с отводом от такой части нагрузки последующего катодного повторителя (рис. 46,*б*), при которой потенциал пластины становится равным потенциалу сетки лампы. Поскольку разность потенциалов между точкой *2* и пластиной в этом случае отсутствует, отсутствует и утечка (сопротивление верхней части колодки как бы бесконечно увеличилось). Ток же, протекающий через нижнюю часть колодки, по сравнению с анодным током лампы всегда пренебрежимо мал.

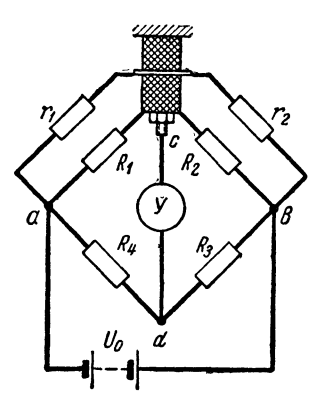


Рис. 48. Эквипотенциальная защита в мостовой схеме.

Способ эквипотенциальной защиты используется весьма широко. На рис. 47 показана, например, схема меры большого сопротивления. Она образована последовательным соединением нескольких сопротивлений меньшей величины. В общий экран встроен вспомогательный делитель напряжения, при помощи которого устраняются утечки по изоляции между отдельными составляющими сопротивлениями меры. Сопротивления вспомогательного делителя ($r_1 \div r_2$) могут быть не столь высокоомными, и от них не требуется слишком высокая стабильность.

Вспомогательный делитель может быть с успехом применен для защиты от утечек и в мостовой схеме. Он питается или от вспомогательного источника напряжения, или от того же источника, что и мост, и защищает от утечек с вершины *с* моста (рис. 48).

Цена 29 коп.